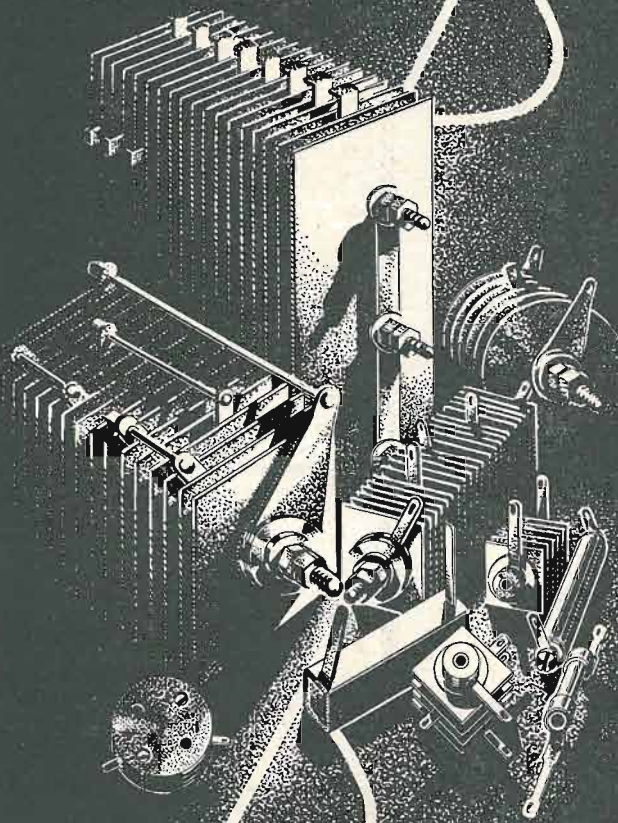
IL GIUBILEO DE L'ANTENNA

VENTICINQUE ANNI DI LAVORO PER LA RADIO ITALIANA

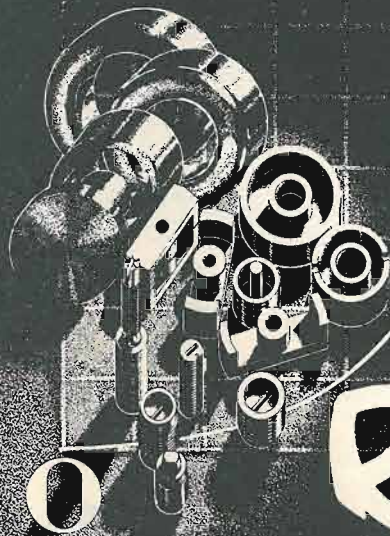
Cavi per radio e televisione in
Thermhevea,
Biplasto
e Politene
Trasmissioni
e ricezioni
perfette
PIRELLI
Fondata nel 1872

ELEMENTI AL SELENIO PER QUALSIASI APPLICAZIONE

GRUPPI RADDRIZZANTI PER:

GALVANOPLASTICA E CARICA BATTERIE
ALIMENTATORI TELEFONICI
" " ARCHI CINEMA
" " PIANI MAGNETICI
RADDRIZZATORI RADIO
" A PICCOLA SUPERFICIE
" ALL'OSSIDO DI RAME PER STRUMENTI DI MISURA
DIODI AL GERMANIUM E AL SILICIO
MODULATORI AD ANELLO AL GERMANIUM E ALL'OSSIDO DI RAME

SELENE

RADDRIZZATORI AL SELENIO

MILANO via F. CAVALLOTTI N° 14 TEL. 79-31-55

ELETTROMECCANICA

TROVERO

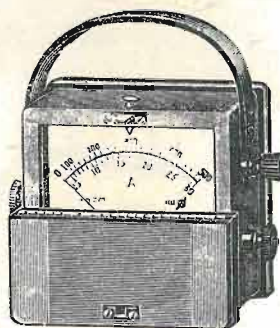
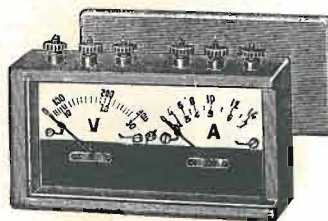
Laboratorio specializzato in riparazioni strumenti di misura elettrici

Costruzione istrumenti di misura elettrici da quadro, portatili e tascabili

Camb o caratteristiche - lavorazione accurata

●

MILANO
Via Carlo Botta 32
Tel. 57.56.94

●

Mod. EP₁ 70 x 115 x 125 Ampervolt

Mod. EP₀ 112 x 65 x 40 Ampervolt

Elettricisti,

per impianti frigoriferi elettrodomestici e per ogni vostra necessità, ove occorra il controllo della messa in opera, eccovi istrumenti non ingombranti e di precisione che Vi daranno con la loro misura, la garanzia di un buon funzionamento.

SIRTI

MILANO

TELECOMUNICAZIONI

Questo è l'apparecchio

dei **3** più:

il più grande
il più completo
il più lussuoso

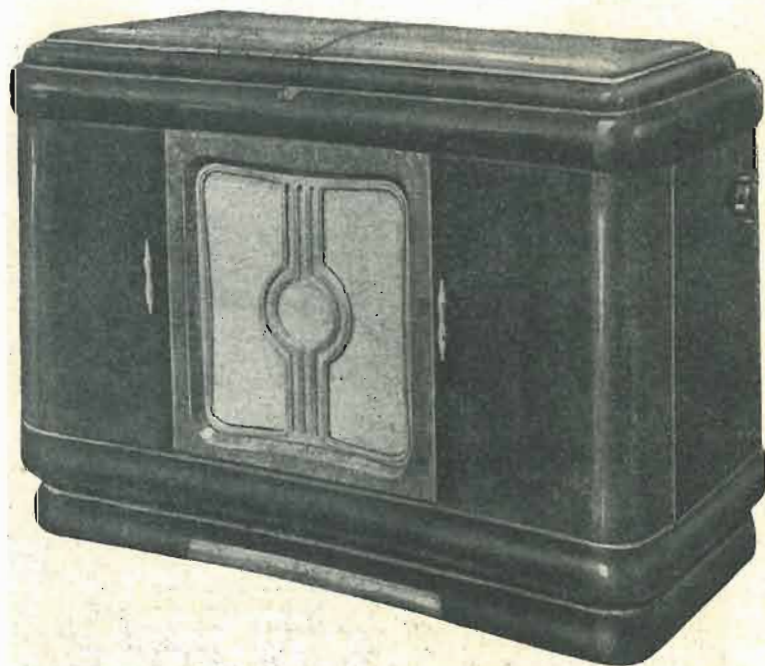
Questo è il radiogrammofono

delle **3** velocità:

33
45
78

Questo è il riproduttore di fedele e altissima qualità

Mod. 1809 3V.

Supereterodina a 8 valvole più occhio magico (3 EF 9, ECH 4, EBC 3, 2 EL 41, AZ 2, EM 4). - Apparecchio della serie a tamburo - 6 gamme d'onda: OL 2308-950 m. - OM 577-180 m. - OC_1 52,2-35,3 m. - OC_2 37,5-25,8 m. - OC_3 27,2-18,8 m. - OC_4 19,2-13,3 m. - Potenza di uscita indistorta 10 watt circa - Nuovo complesso a 3 velocità e fonorilevatore piezoelettrico a 2 posiz. provvisto di 2 puntine di zaffiro per dischi (a 78-45-33 giri). Mobile di gran lusso.
Dimensioni: cm. 113 x 80 x 47.
Peso: Kg. 75 circa.

Prodotto da: "La Voce del Padrone - Columbia - Marconiphone" S.p.A. - Via Domenichino, 14 - Milano

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

1

GENNAIO 1953

SUPPLEMENTO MENSILE DE L'ANTENNA

XXV ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietaria . . . . **EDITRICE IL ROSTRO S. a R. L.**
Amministratore unico . . . . **Alfonso Giovene**

Direttore responsabile . . . . . . **dott. ing. Leonardo Bramanti**

Direzione, Redazione, Amministrazione e Uffici Pubblicitari:
VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 70-29-08 - C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica **« l'antenna »** e il supplemento **« televisione »** si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 250**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2500 più 50** (2 % imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000 più 100.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Nella sezione *l'antenna*

Nella sezione *televisione*

Nella foto — la vista dello stabilimento ELETTROCOSTRUZIONI CHINAGLIA di Belluno, dove si costruisce fra l'altro, il nuovo « Microtester mod. AN-20 » il piccolo, perfetto, economico analizzatore.

25 Dicembre 1929 — 16 pagine - Cent. 50 — ANNO I - N. 1

quindicinale illustrato dei radio-amatori italiani

DIREZIONE E AMMINISTRAZIONE: Via Amedei 1, MILANO (106) - Telef. 36-917 — *UFFICIO PUBBLICITÀ:* Via Lauro 6, MILANO (101) - Telef. 81-916

ABBONAMENTI: ITALIA: un anno, lire **10**: sei mesi, lire **6**. — ESTERO: un anno, lire **20**: sei mesi, lire **12**

AI LETTORI

Ogni nuova rivista, al suo nascere, ha la presunzione di colmare una lacuna. Sia concessa pure a noi la fiducia di rispondere ad un insoddisfatto desiderio della falange ognor crescente dei radio-amatori italiani. Diremo meglio: dei radio-ascoltatori.

Infatti, la nostra rivista non si rivolge ai tecnici, professionisti o dilettanti, perchè per essi ci sono già, in Italia, buone e diffuse pubblicazioni. Essa è compilata sopratutto per quanti vogliono godere della radio col minor perditempo possibile, e lasciano quindi agli ingegneri ed ai costruttori la fatica di fornir loro apparecchi semplici e pratici, che non richiedano manovre complicate, ardue «messe a punto». Bisogna pensare che i tecnici, gli auto-costruttori sono ormai una minoranza. Non siamo più nel periodo classico dei pionieri, che va dal 1920 al 1923, quando l'amatore aveva scarse speranze di captar nell'etere dei buoni concerti, e, viceversa, doveva costruirsi da solo persino gli elementi essenziali dell'apparecchio ricevente: oggi, il novanta per cento degli ascoltatori è gente che non sa nè crede necessario sapere come si progetta, come si costruisce un trasformatore, quali funzioni esercitino le resistenze, i condensatori mobili o fissi, che cosa valga l'intraeffetto di una valvola, ecc. Gli amatori della radio, si possono dividere del resto in due grandi categorie. Una è costituita da quanti gustano la voluttà del mistero e della difficoltà superata. Essi apportano nella loro radio-passione un ingegno tutto particolare, e li possiamo quindi chiamare gli «sportivi della radiofonia». Poco loro importa se una manovra più o meno facile li metta in possesso di una fiaba, di una lezione di inglese, di una musica dalle note suadenti. Per costoro la sola bellezza degli sforzi felici costituisce la migliore ricompensa, la vittoria puramente disinteressata. Non ambiscono che di raccogliere un «treno di onde», sia esso proveniente dalle regioni del nord, dall'Italia o dal fondo dell'America.

La seconda categoria è rappresentata dalla gran folla anonima di brava gente, che dopo una giornata di fatiche, nel riposo, non desidera altro che un po' di musica. Questa gente si attacca indissolubilmente ad una cassetta incantata, e non l'abbandona che qualche tempo dopo la fine del programma; l'unica loro preoccupazione consiste perciò nell'ottenere una riproduzione il più limpida possibile. Perchè la radio si sviluppi in Italia e l'industria e il commercio degli apparecchi e del materiale radiofonico vi abbiano il giusto incremento, bisogna quindi far dell'attiva e sana propaganda in questa categoria vastissima di pubblico, che sovente, ed in buona fede, si lascia sedurre da nomi più o meno esotici, tutto a svantaggio della ricchezza nazionale. E ciò non si ottiene che mediante la diffusione di eccellenti programmi da parte dell'ente monopolizzatore e mercè la conoscenza, da parte di quanti non sono stati ancora conquistati alla causa della radio, di buoni pratici economici apparecchi.

Noi intendiamo adunque difendere l'avvenire della radiofonia nazionale con l'attento sistematico sereno giudizio dei criteri direttivi delle persone preposte alla guida delle varie nostre stazioni; con l'illustrare, attraverso una critica spassionata od una brillante presentazione degli interpreti, dei conferenzieri, delle opere, dei drammi, ecc. i programmi delle principali stazioni d'Italia e dell'estero; col renderci giusti difensori presso l'Eiar dei desiderii e delle lamentele dei radio-ascoltatori; col dare a questi ultimi un notiziario svariatissimo dell'attività radiofonica mondiale; col presentar loro, anche in virtù di una selezione degli annunzi pubblicitari, soltanto apparecchi di classe, soltanto materiali che rispondano davvero ai requisiti tecnici; con l'aiutarli, mediante il nostro consiglio pratico, alla scelta dei radioricevitori e dei materiali, i migliori e i più convenienti.

E poi ch'è innegabile trovarsi la radiofonia italiana in crisi (diciamo subito, perchè non ci si accusi di drammatizzare la situazione, che trattasi di una crisi di assestamento!), ci sia lecito concludere con la promessa di far quanto ci sarà possibile per favorire la risoluzione di tale crisi, della quale soffrono, ad un tempo, l'industria ed il commercio della radiofonia, nonchè, e sopratutto, l'ente che ha il monopolio, anzi l'altissimo privilegio della trasmissione dei quotidiani programmi ai... purtroppo! soltanto 90 000 abbonati paganti, fra il milione e rotti di radio-ascoltatori del nostro Paese.

Compito assai arduo, il nostro, specie per il deciso proposito di adempierlo con perfetta equanimità; ma ci anima il pensiero della grande causa che disinteressatamente serviamo, causa magnifica, essendo, fra l'altro, con la voce misteriosa della radio che l'Italia di Vittorio Veneto fa sentire il palpito del suo gran cuore ai milioni e milioni di fratelli sparsi per la vasta terra, essendo per tale voce di miracolo che l'Italia di Dante e di Verdi fa risplendere sul vecchio e sul nuovo mondo le divine armonie dei suoi maggiori Poeti e dei suoi Musici eccelsi.

L'ANTENNA

Inizieremo col prossimo numero *l'esame critico dei programmi delle varie Stazioni italiane. La nuova rubrica sarà illustrata coi ritratti o le caricature dei principali artisti scritturati dall'Eiar.* · :: :: ::

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Venticinque anni di lavoro per la Radio italiana

Nella pagina, a sinistra, abbiamo riprodotto « in facsimile » quello che può essere considerato il nostro certificato di nascita: la copertina del primo numero de **l'antenna**, uscito nel 1929. Venticinque anni, un quarto di secolo.

Durante il lungo spazio di tempo che intercorre fra gli esordi e questo compimento di giubileo, molti e molti altri periodici affini hanno fatto una più o meno lunga apparizione. Quasi tutti, come la famosa rosa del poeta francese, non vissero che « l'éspace d'un matin ». Qualcuno più duro a morire, tirò avanti finchè ebbe da brucare verde d'illusioni; chiuse la partita quando s'accorse che il suo non era che un « solitario » al quale il pubblico non s'interessava gran che.

l'antenna continuò a battere, con passo cadenzato e sicuro, la propria strada, senza curarsi di chi, non avendo sufficienza di far del bene nemmeno a sé stesso, se ne consolava, con cinica indifferenza dei mezzi da usare, col fare tutto il male possibile ai danni del temuto concorrente.

La nota massima di quel tale cuoco sprovvisto di scrupoli, « tutto fa brodo », fu largamente messa in opera contro **l'antenna**, col brillantissimo risultato che può esser toccato con mano: **l'antenna** vive, e non invecchia. Si direbbe che gli anni le servano di ricostituente energetico, di magico elisir di ringiovanimento. E' più bella e nutrita; allarga di continuo la cerchia dei propri collaboratori e lettori; cresce di autorità e di prestigio. Quello che più conta, in una rivista, è il suo credito pubblicitario. Basta sfogliare un fascicolo del nostro periodico per accorgersi, dal numero e l'importanza delle inserzioni che affluiscono alle sue pagine, con quale attenta simpatia essa sia seguìta dalla grande, media e piccola industria radiotecnica italiana. Nessun organismo o complesso industriale finanzia o sovvenziona **l'antenna**; la sua indipendenza è assoluta. Se le Ditte le accordano una preferenza pubblicitaria della quale siamo orgogliosi, lo fanno perchè la competenza in materia e l'esperimentato senso pratico degli affari, le rende certe che gli avvisi inseriti su questa rivista cadono sotto gli occhi d'un pubblico numeroso di studiosi, di specialisti e d'appassionati della radio, che il denaro speso è messo a frutto di propaganda e di ordinazioni. Fanno il loro interesse, insomma, e, nel medesimo tempo, concorrono a rendere sempre meglio adeguata ai propri còmpiti la Rivista, a farne un sempre più efficiente strumento divulgativo di cultura radiotecnica per utilità del pubblico e dell'industria.

Fra gli attuali editori e compilatori de **l'antenna** non mancano elementi che hanno dato ad essa contributo d'ingegno e di lavoro sino dalla fondazione. Essi rappresentano, nella compagine aziendale odierna, la tradizione e la continuità di un'opera di riconosciuta benemerenza, e vivono in fraterno sodalizio con le persone cui è dovuto il nuovo impulso impresso al periodico. Gli uni e gli altri godono in comune la legittima soddisfazione d'aver creato o potenziato un organo di stampa così felicemente affermatosi. Essi non ritengono di peccare di fatua immodestia se si abbandonano, per un momento, alla tentazione di riandare insieme coi vecchi amici e con quelli che sono accorsi, via via, ad ingrossarne le file, il « curriculum laboris » de **l'antenna**, in occasione del suo venticinquesimo compleanno.

Sarà un quieto discorsetto confidenziale, come se ne fanno, di solito, fra congiunti in famiglia. E non è forse una famiglia, la nostra, che d'anno in anno si moltiplica sia nel gruppo dei redattori e impiegati che la compilano, l'amministrano e la lanciano, sia nello stuolo di coloro che la seguono fedelmente e la consultano per ragioni di affinamento professionale o di puro diletto? Quando la Rivista uscì, la Radio moveva i suoi primi passi in Italia ed aveva bisogno d'imporsi ad un pubblico numeroso, d'uscire da un'atmosfera d'ermetismo riservata ai tecnici ed agli ancora scarsi iniziati o curiosi. Occorreva completare rapidamente i quadri dell'industria, attrezzare il Paese d'una vasta rete di radioriparatori, soddisfare la crescente richiesta di specialisti per l'Esercito, la Marina e l'Aeronautica. Occorreva, infine, aiutare, nel modo più pratico ed efficace, i molti giovani che erano stati affascinati dal nuovo genere di studi, a superare le difficoltà degl'inizi e metterli in grado di presto assaporare la gioia di costruirsi un apparecchio ricevente con le proprie mani.

In relazione delle sopra accennate esigenze, connesse ai primordi della Radio in Italia, **l'antenna** fu, per parecchi anni, l'abbecedario e l'abbaco dei principianti, fece la scoletta ai digiuni d'ogni nozione ed a coloro, i quali, pur possedendo qualche rudimento di radiotecnica, si dibattevano fra lacune ed incertezze come pulcini nella stoppa. Non trascurava, però, quelli già dotati di buoni principi, per andare incontro al loro desiderio d'esser sorretti nel cimentarsi in prove più ardue. Naturalmente, a mano a mano che i discepoli crescevano d'età e d'esperienza, la Rivista alzava il proprio tono didattitico, pur non dimenticando mai le nuove leve di apprendisti. Seguendo tale metodo, in pronta rispondenza con le occorrenze culturali dei suoi lettori, il nostro periodico ha dato, per riconoscimento universale, uno dei più cospicui contributi alla formazione d'una folta classe di esperti al servizio delle Forze Armate, dell'industria e del pubblico, ha incoraggiato, nei loro studi e nelle loro ricerche, un numero non trascurabile di giovani sperimentatori e inventori. Ben venticinque classi di giovani italiani si sono avvantaggiate del benefico influsso didattico e divulgativo della nostra Rivista.

I lunghi anni di guerra infersero un colpo d'arresto al cammino ascensionale de **l'antenna**. L'azienda editoriale dovette lottare contro difficoltà tipografiche d'ogni genere: la mancanza di carta; il prezzo esorbitante di questa; l'incertezza e la penuria delle comunicazioni; il lungo periodo durante il quale l'Italia rimase divisa in due da una zona d'operazioni. Infine, i suoi abbonati e lettori, per tre quarti buoni chiamati o richiamati alle armi, avevano forzatamente dovuto rompere il contatto col periodico.

Adesso, anzi da parecchio tempo, **l'antenna** ha ripreso, in veste migliorata e con una collaborazione che le ha ormai conferito il tono d'una rivista scientifica, il posto che le compete. Per non venir meno alla classica funzione, esercitata sino dagl'inizi, di formare ed elevare tecnicamente i giovani, essa ha promosso un corso di televisione per corrispondenza, il cui successo può essere definito, senza ombra di esagerazione, veramente grandioso. Il giubileo trova **l'antenna** tutta impegnata in questo nobilissimo còmpito, il quale verrà ad aggiungere al merito d'aver dato all'Italia una legione di radiotecnici, quello di mettere a disposizione del Paese un ben agguerrito corpo di specialisti della televisione.

In tale certezza, **l'antenna**, fiera del suo passato di lavoro, che è arra di affermazioni anche più cospicue nel futuro, rivolge un saluto cordiale ai suoi amici vecchi e nuovi, ai suoi valorosi collaboratori ed alla gloriosa industria radio italiana.

l'antenna

Oscillatore RC per onda sinusoidale e rettangolare

Dott. Ing. DANIO GRAZIANI

SOMMARIO

Si descrive un apparato di misura comprendente un generatore a resistenza e capacità per onda sinusoidale da 20 Hz a 2 MHz, con tensione di uscita costante entro ±0,5 dB variabile da 0 a 15 V e distorsione inferiore all'1 % su tutte le frequenze e un distorcitore per onda rettangolare da 20 Hz a 20.000 Hz, muniti di attenuatore per l'uscita, di voltmetro a valvola e alimentati dalla rete.

CIRCUITO DI PRINCIPIO

Nella scelta del circuito di questo generatore RC ci siamo ispirati a quello elaborato da Peter G. Sulzer del National Bureau of Standard pubblicato su questa Rivista (*) sotto il titolo: « Oscillatore RC a larga banda ». Effettuato un montaggio sperimentale e constatatene le ottime caratteristiche si è senz'altro deciso per esso anche per la semplicità e l'uso di

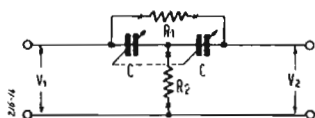



Fig. 1. - Filtro a T per la rete di reazione negativa.

componenti assolutamente comuni. Il circuito, come mostra la fig. 5, consiste in un amplificatore a larghissima banda con due reti di reazione, di cui una positiva efficace a tutte le frequenze e una negativa, composta da un filtro a T e pertanto selettiva. Le oscillazioni si innescano in corrispondenza della frequenza che non passa per il filtro a T. Questo filtro è composto da soli 4 elementi di cui due resistenze commutabili per il cambio di gamma e due condensatori variabili monocomandati per il cambio di frequenza (vedi fig. 1). Il circuito di principio del generatore *RC* è quello di fig. 2, dove T_1 e T_2 rappresentano le due valvole in amplificazione, *T* il filtro di controreazione selettivo, *R* un ponte di reazione positiva fra catodi autoregolata, *U* l'uscita. Gli spostamenti di fase anche alle frequenze più elevate nel circuito di reazione sono molto

(*) « *l'antenna* », dicembre 1950, XXII, n. 12.

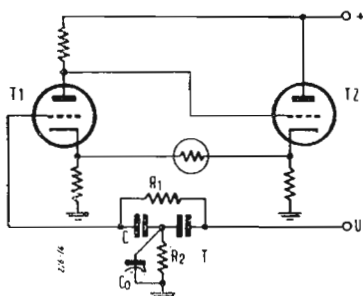



Fig. 2. - Circuito di principio del generatore *RC*.

piccoli, grazie al tipo di accoppiamento usato agente su impedenze di valore molto basso. Nel circuito del filtro a *T* invece questi spostamenti variano e sono tanto più accentuati quanto più grande è il rapporto R_1/R_2; il grafico di fig. 3 fornisce appunto i valori della fase e del rapporto V_2/V_1 (tensione in uscita rispetto a quella in entrata) in funzione della frequenza e per varii valori del rapporto R_1/R_2 (1, 4, 9, 25). Si vede così che aumentando il rapporto R_1/R_2 la selettività del filtro aumenta assieme allo sfasamento, che può raggiungere valori di circa 50 gradi e più. Il *Q* del filtro vale approssimativamente $1/2\ (R_1/R_2)^{\frac{1}{2}}$. Quindi per mantenere modesto lo sfasamento e discreta la selettività è stato conveniente assumere $R_1/R_2 = 4$. Per $R_1 >> R_2$, la relazione che dà la frequenza di massima attenuazione in questo tipo di filtro è:

$$R_1 = 1/R_2\ (\omega C)^2$$

da cui:

$$4\ \pi^2\ f^2\ C^2\ R_1\ R_2 = 1$$

e quindi:

$$f = 1/2\ \pi\ C\ \sqrt{R_1 . R_2}$$

Poichè *C* varia da un minimo di 55 pF a un massimo di 565 pF si trova che i valori di *f* fra un estremo e l'altro di ogni gamma stanno fra loro nel rapporto massimo di 10 e così per coprire la gamma 20 Hz ÷ 2 MHz necessitano 5 gamme, che sono state così suddivise: 20 ÷ 200 Hz, 200 ÷ 2000 Hz, 2000 ÷ 20.000 Hz, 20 ÷ 200 kHz, 0,2 ÷ 2 MHz. La possibilità poi di usare una unica scala per queste cinque gamme, è stata favorita dall'uso di un compensatore per ciascuna di esse (C_0 in fig. 2) che permette la correzione delle frequenze più alte di ciascuna gamma.

DISTORCITORE PER ONDA RETTANGOLARE

Il distorcitore per onda quadra viene inserito all'uscita del generatore *RC* mediante il commutatore S_2. Esso sfrutta la distorsione di valvole fatte lavorare quale amplificatrici in condizioni particolari. La figura 4 mostra come viene modificata la forma di un'onda sinusoidale introdotta nel distorcitore nei successivi passaggi dal primo al terzo tubo amplificatore. Il primo tubo del tipo 6AC7 provvede soprattutto ad amplificare il segnale, che viene inviato agli stadi successivi di ampiezza tale (circa 75 volt) da favorire la distorsione e cioè l'appiattimento dei picchi. Per rendere quadra la forma di tensioni a frequenza anche molto elevata (>10.000 Hz) questo stadio amplificatore deve poter amplificare anche queste frequenze senza attenuazione. Le due sezioni della 6SN7 lavorano con tensioni di griglia che portano la corrente anodica all'interdizione in corrispondenza dei picchi negativi, per cui la tensione ai capi del carico anodico compare con una forma appiattita in corrispondenza dei picchi positivi. Data la presenza di due stadi con rotazione di fase quindi di 180 gradi ambedue le semionde vengono appiattite fino a dare in uscita un'onda quadra a fianchi molto ripidi, poichè essa non è altro che la forma sinusoidale di 75 × 1,41 = 106 volt, alla quale sono stati

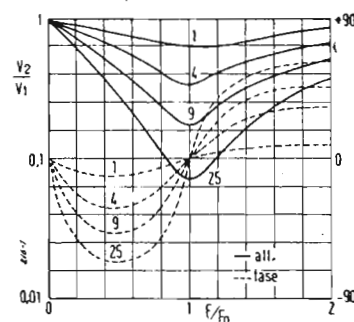



Fig. 3. - Valori di fase e del rapporto V2/V1 in funzione della frequenza e per vari valori del rapporto *R1/R2*.

tagliati netti i picchi per un'ampiezza di 91 volt (vedi fig. 4).

La forma dell'onda ottenuta con questo metodo si può ritenere quadra perfetta fino a circa 10.000 Hz, poi la ripidità dei tratti ascendenti e discendenti degrada man mano che aumenta la frequenza, ma la forma dell'onda è ancora sufficientemente quadra fino a 20.000 Hz. Dato il grande contenuto di armoniche di tali forme d'onde è necessario che l'attenuazione dell'amplificatore (6SN7) sia minima almeno fino alla trentesima armonica della frequenza fondamentale massima che si vuole ottenere. Da ciò la necessità di ridurre al minimo le capacità parassite e le costanti di tempo inerenti. Il valore delle costanti di tempo però non può essere ridotto sotto un certo limite, pena la deformazione delle onde quadre a frequenze molto basse (20 ÷ 150 Hz). Pertanto i valori da noi fissati costituiscono un compromesso. Ciò che ancora non può essere evitata è la capacità di entrata delle due sezioni della 6SN7, che vale circa:

$$C = C_{gk} + C_{gp}\ (1 + A \cos \theta)$$

dove: C_{gk} = 3,5 pF; C_{gp} = 3 pF; A = = amplificazione del tubo (nel nostro caso

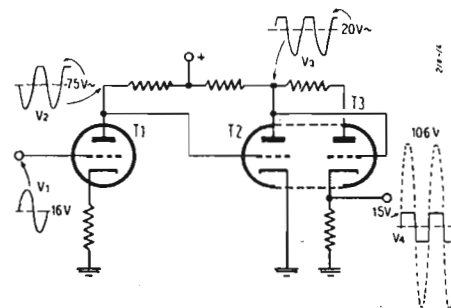



Fig. 4. - Circuito distorcitore per onda quadra.

3); θ = angolo di fase dell'impedenza anodica (nel nostro caso circa 0), quindi:

$$C = 3{,}5 + 3 (1+3) = 15{,}5 \text{ pF}$$

Questo valore presenta a 600.000 Hz (valore della trentesima armonica dei 20.000 Hz) una reattanza di 17.000 ohm circa. La presenza quindi della capacità di ingresso dei tubi suddetti in tale circuito da noi usato, costituisce un serio ostacolo per la produzione di onde rettangolari a frequenze superiori a 20.000 Hz.

Fig. 5. - Circuito completo dell'oscillatore RC per onda sinusoidale e rettangolare. L'alimentazione è riportata in fig. 5 bis.

Si è in parte ovviato a questi inconvenienti facendo uso di una controreazione particolare fra i due stadi distorcitori. Essa è costituita dalla resistenza R_2 comune ai due circuiti anodici delle due sezioni della 6SN7. L'effetto è di ridurre il guadagno fra stadio e stadio, rendere più ripidi i fianchi e più simmetrica la forma dell'onda e di ridurre l'attenuazione verso le frequenze molto alte. In conclusione il circuito da noi usato, pur non essendo fra i più diffusi, offre ottime caratteristiche di semplicità e di rendimento.

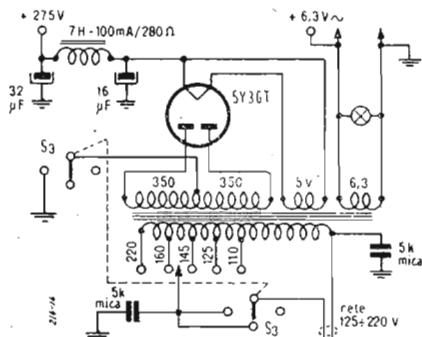
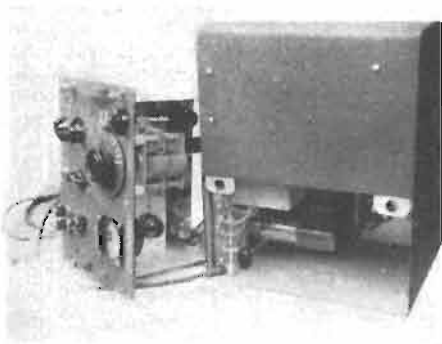
CIRCUITO COMPLESSIVO

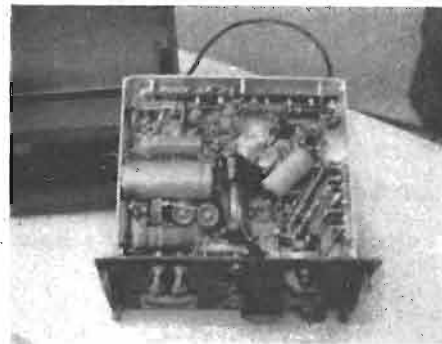
Il circuito completo dello strumento da noi realizzato è visibile in fig. 5. Esso comprende un alimentatore a frequenza rete, il generatore *RC*, il distorcitore per onda rettangolare e un voltmetro di cresta inserito all'uscita, tarato però in volt efficaci per l'onda sinusoidale e in volt massimi naturalmente per l'onda quadra. I valori dei componenti sono dati nello stesso schema di fig. 5 assieme agli altri dati. Il commutatore S_1 è in ceramica, ma può essere usato uno in bakelite di buona qualità e imbevuto di paraffina contro l'umidità. $C_1 \div C_5$ sono i compensatori dell'estremo alto di ciascuna gamma e vanno regolati in sede di taratura. P_1 è un potenziometro a filo il cui comando è stato da noi portato sul pannello frontale dello strumento per poter ridurre il grado di reazione quando interessi una forma d'onda estremamente pura o per aumentarlo quando, non interessando la purezza dell'onda, si desideri una tensione in uscita superiore a 15 volt. La lampadina *L* ha la funzione di autoregolatrice della reazione per rendere uniforme la tensione di uscita al variare della frequenza, il suo filamento diventa appena rosso. Il condensatore da 150 microF in serie con essa è stato da noi usato del tipo non polarizzato perchè più indicato, ma può essere usato anche un elettrolitico. Nel circuito di placca della prima 6AC7 si è interposto un circuito risonante parallelo sintonizzato intorno ai 2,5 MHz per compensare una perdita di guadagno dell'amplificatore e quindi di uscita alle frequenze comprese fra 0,5 e 2 MHz, ma può risultare non necessario a seconda del montaggio. La capacità di uscita del filtro della tensione di alimentazione (275 V) deve essere di valore elevato sia per evitare trascinamento dell'oscillatore alla frequenza rete e doppia, sia per permettere una buona risposta dello stesso alle frequenze bassissime (20 Hz). A questo proposito facciamo notare che modificando i valori delle resistenze R_1 e R_2 del filtro a T, si può scendere ancora con la frequenza fino a circa 5 Hz con ancora una buona forma. Gli stadi del circuito distorcitore per onda quadra sono stati disaccoppiati per quanto riguarda la alimentazione da quelli del generatore. Il commutatore S_2 nella prima posizione fa in modo che all'attenuatore in uscita pervenga una tensione alla frequenza rete di circa 6 volt, nella seconda tensioni sinusoidali (15 volt), nella terza tensioni rettangolari (15 volt). La prima posizione così permette un controllo dell'indicazione del voltmetro a valvola oltre che una tensione in uscita a frequenza rete (pressochè sinusoidale), che alle volte può essere utile per confronti. Il voltmetro a valvola è stato connesso direttamente all'estremo caldo dell'attenuatore e misura le tre tensioni suddette. La costante di tempo del gruppo R_3 C_8 deve essere abbastanza grande onde permettere misure anche alla frequenza più bassa (20 Hz) cui corrisponde un periodo di 1/20 di secondo (0,05 sec). Pertanto $R_3 \times C_8 = 0{,}000004 \times 60.000 = 0{,}24$ secondi, costante di tempo circa 5 volte maggiore del periodo e quindi sufficiente. Lo strumento *M* di 500 microA è stato tarato fino a 30 volt efficaci in fondo scala. La tensione in uscita viene regolata mediante P_2, che è un potenziometro a filo di 5000 ohm lineare. Il commutatore S_3 ha tre posizioni: spento, filamenti ed anodica.

Fig. 5bis. - Circuito dell'alimentatore.

REALIZZAZIONE PRATICA

Lo strumento che si descrive è stato montato in una cassetta di un frequenzimetro BC221 fuori uso, che a nostro avviso si presta egregiamente allo scopo. Al posto della batteria nello scomparto inferiore è stato posto l'alimentatore con i comandi di rete e zoccolo octal per controlli delle tensioni di alimentazione, montato sullo stesso chassis che portava i morsetti per le batterie e separava i collegamenti allo strumento soprastante. Si è potuto così effettuare un ottimo schermaggio dell'alimentatore, essendo la cassetta in ferro ramato.

Dai morsetti a vite dell'alimentatore si sono fatti partire i fili di alimentazione per lo strumento sufficientemente lunghi per poterlo estrarre dallo scomparto superiore che lo accoglie, completo di tutti gli altri organi, compreso il voltmetro a valvola. La fotografia 1 mostra la cassetta vista dal retro con l'alimentatore in basso e in fianco adagiato sul tavolo l'oscillatore e il suo pannello frontale con i comandi. La fotografia 2 mostra invece il solo oscillatore nei particolari del montaggio visto dall'alto. Le valvole sono nello stesso ordine dello schema e cioè partire da destra: 6AG7, 6AG7, 6AG7, 6SN7 e vicino allo strumento *M* la 6H6. Il variabile a due sezioni C è stato isolato da massa con tre colonnine in ceramica filettate alle basi e che lo sospendono al pannello frontale stesso, il suo perno di comando poi è isolato con un giunto ceramico. Il potenziometro P_1 viene comandato, come si vede, mediante un alberello flessibile ed è stato posto in vicinanza della prima 6AG7. La fotografia 3 mostra il gruppo dell'oscillatore e del distorcitore per onda quadra visto dal di sotto. E' visibile il condensatore da 150 microF tubolare e vicina la lampada regolatrice, nonchè il potenziometro d'uscita P_2, la lampada spia, il compensatore C_0 per le frequenze alte con comando esterno che ha lo scopo di correggere eventuali starature e funge altresì da verniero sempre per le frequenze più alte di ciascuna gamma, il compensatore in aria da 100 pF disposto fra i due ca-

Fotografia 1

Fotografia 2

Fotografia 3

todi delle 6AG7, i compensatori C_1-C_5 in aria allineati sul fianco dello chassis, ecc. La fotografia 4 infine mostra lo strumento completo nella sua cassetta con il pannello frontale dei comandi e lo strumento *M*.

Il cablaggio è stato effettuato con molta cura. La disposizione dei singoli componenti è stata studiata in modo da permettere collegamenti molto brevi fra stadio e stadio sono di ottima qualità e la loro resistenza parallelo misurata con megaohmmetro non è inferiore ai 100 megaohm. I valori dei singoli componenti sono discretamente critici, particolarmente quelli del filtro a T, da cui dipende la possibilità di effettuare una unica scala di taratura in frequenza per tutte le gamme.

MESSA A PUNTO E TARATURA

Un primo controllo sommario del funzionamento dello strumento descritto è stato effettuato con l'uso del solo oscilloscopio, che naturalmente deve essere adeguato alle caratteristiche dello strumento stesso e deve pertanto permettere l'osservazione di forme d'onda fino a 2 MHz, come pure di onde quadre fino ad almeno 20.000 Hz, l'amplificatore di questo deve quindi essere a larghissima banda e a bassissima distorsione. Il generatore *RC* ha funzionato subito senza difficoltà e l'esame del suo comportamento in tutte le cinque gamme è stato fatto in un primo momento, riferendosi alle indicazioni del voltmetro a valvola incorporato e a quelle dell'oscilloscopio. Modificando la posizione di P_1 l'ampiezza della tensione in uscita è stata portata a 15 volt circa. Eventuali anomalie di ampiezza della tensione d'uscita alle frequenze più alte possono essere corrette con il compensatore da 100 pF inserito fra catodo e catodo delle due 6AG7.

Il valore della tensione d'uscita è risultato costante da 20 Hz a 2 MHz a meno o più 0,5 dB, cioè la tensione varia fra 14 e 16 volt circa lungo l'intera banda. Passando poi S_2 nella terza posizione si è fatto entrare in funzione il distorcitore per onda quadra che in un primo momento ha richiesto una modifica al valore della resistenza di catodo della 6AC7 amplificatrice per correggere la simmetria dell'onda quadra, che veniva osservata all'oscilloscopio connesso come nella precedente prova. L'onda è risultata perfettamente quadra da 20 a 10.000 Hz e ancora buona a 20.000 Hz. Prima di procedere alla taratura si è controllato il comportamento generale dell'oscillatore e perciò ci si è assicurati che ciascuna gamma comprendesse le frequenze previste. Si è modificato il valore di qualche R_1 lasciando inalterati i valori di R_2 del filtro a T. Quindi si è disposto il generatore, l'oscilloscopio e un oscillatore tarato di BF come in figura

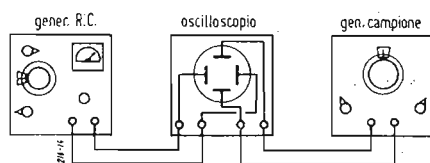



Fig. 6. - Disposizione usata per la taratura.

Fotografia 4

6 per la taratura. Questa è stata fatta principalmente nella prima gamma, curando in ripetute prove che la corrispondenza nelle successive gamme delle frequenze segnate e moltiplicate rispettivamente per 10, 100, 1000, 10.000 risultasse la migliore possibile. Per le frequenze molto alte ci si è serviti del frequenzimetro BC221. Gli estremi alti di ciascuna gamma sono stati portati in taratura mediante i compensatori C_1-C_5, mentre gli estremi bassi hanno richiesto, come già detto, la modifica al valore di qualche R_3. Le placchette verticali dell'oscilloscopio furono alimentate dal generatore da tarare, mentre le orizzontali dal generatore tarato. Azzerrato e corretto il generatore campione, si sono segnate le frequenze di 20, 30, 40, ecc. fino a 200 Hz sulla scala del generatore *RC*, manovrando i due oscillatori in modo che sullo schermo dell'oscilloscopio comparisse un'elisse (che potrebbe essere però anche un cerchio o una retta inclinata), cui corrisponde un rapporto di frequenze di 1.

La stessa operazione è stata fatta per le altre due gamme successive con il generatore tarato (fino a 20.000 Hz) e poi con il frequenzimetro BC221 per le ultime gamme. La taratura è stata ripetuta con altri metodi e corretta per avere una buona corrispondenza delle frequenze segnate, su tutte le gamme. Lo strumento così realizzato funziona da circa due anni con piena nostra soddisfazione.

APPLICAZIONI

Non è il caso qui di menzionare le numerose prestazioni di un oscillatore per onda sinusoidale con caratteristiche come quello descritto, vogliamo invece rammentare alcuni fra gli impieghi che può avere un'onda rettangolare.

La composizione armonica di un'onda rettangolare periodica è data dalla seguente serie (vedi fig. 7):

$$i = 4/\pi \, I \, (\cos t - 1/3 \cos 3\,t + + 1/5 \cos 5\,t - 1/7 \cos 7\,t + \ldots)$$

cioè l'onda a forma rettangolare è la somma algebrica di un numero infinito di onde a carattere sinusoidale con ampiezza decrescente al crescere della pulsazione. Questo per quanto riguarda il punto di vista strettamente analitico; per quanto riguarda invece il punto di vista qualitativo si può dire, osservando la figura 7a, che i. nel caso di onda quadra perfetta non è altro che una corrente continua di ampiezza costante *I*, che cambia polarità periodicamente un dato numero di volte al secondo. Per un'onda quadra non hanno significato i volt e gli ampere efficaci. La pendenza dei tratti ascendenti e discendenti dovrebbe essere teoricamente infinita, cioè a questi dovrebbe corrispondere una frequenza infinita, in pratica però questo non è realizzabile e comunemente le onde rettangolari ottenibili hanno la forma di fig. 7b, per cui alle pendenze suddette corrispondono frequenze finite generalmente di 30ª armonica della fondamentale. Per queste sue caratteristiche l'onda quadra si presta al controllo di circuiti o di amplificatori di BF e video sia per l'esame del responso

Fig. 7. - Forma d'onda rettangolare, teorica pratica.

di frequenza e di fase come per individuare difetti per instabilità, tendenza all'innesco ecc. La fig. 8 illustra alcuni casi classici. Se l'onda quadra inviata in un circuito viene modificata in uscita come nella figura 8a e 8c si può concludere che il circuito attenua le frequenze più alte e introduce eccessivi ritardi di fase in corrispondenza alle stesse. Nel caso di fig. 8b il circuito si rivela risonante con smorzamento inferiore al critico e a frequenza alcune volte superiore alla frequenza fondamentale dell'onda quadra. Questo può significare, nel caso di amplificatori, una tendenza all'innesco. Questa frequenza di risonanza può essere dedotta dalla relazione $f_r = n_r \cdot f_q$ dove f_r è la frequenza di risonanza, n_r il numero dei semicicli della stessa contenuti in un semiciclo dell'onda quadra, f_q la frequenza fondamentale dell'onda quadra. Il coefficiente di risonanza di questo circuito può essere de-

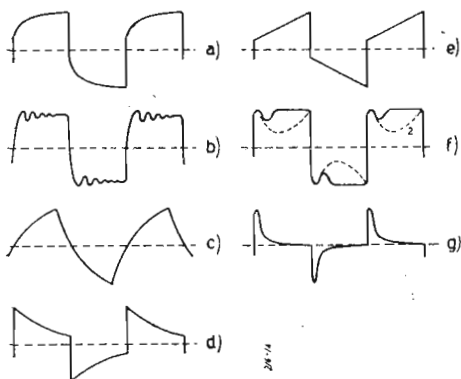



Fig. 8

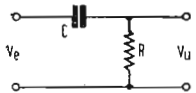



Fig. 9

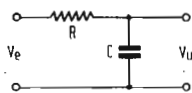



Fig. 10

dotto tenendo conto che, se lo smorzamento è lontano dal valore critico, l'ampiezza dell'oscillazione scende al 37 % del suo valore iniziale in Q/π cicli, dove Q è il coefficiente di risonanza. Nel caso di smorzamento superiore al critico invece l'onda può assumere la forma di fig. 8a e 8c. Nel caso di fig. 8d e 8e il circuito presenta attenuazione delle frequenze più basse e scompensi di fase. Una forma d'onda come in fig. 8f all'uscita di un circuito in prova, rivela che questo presenta una forte attenuazione per una sola frequenza, con relativamente piccolo effetto sia nella ampiezza come nella fase della trasmissione di frequenze apprezzabilmente più alte e più basse. Nel caso 1 la frequenza fondamentale dell'onda quadra è molto più bassa della freqnenza attenuata; nel caso 2 le frequenze sono le stesse, cioè è la stessa frequenza dell'onda quadra che viene fortemente attenuata. La fig. 8g rappresenta un caso di differenziazione, come la figura 8a rappresenta invece anche un caso di integrazione dell'onda quadra, trasformazioni che vengono sfruttate nella tecnica degli impulsi e in televisione. Un circuito differenziatore (vedi fig. 9) fornisce una tensione approssimativamente proporzionale alla derivata della tensione di entrata, mentre un circuito integratore (vedi fig. 10) fornisce una tensione di uscita approssimativamente proporzionale all'integrale del-

(*il testo segue a pag.* 13)

Tubi nuovi e... vecchi

Triodi a cristallo

La Casa francese Detectron di Bordeaux ha iniziato la produzione di una serie di triodi a cristallo per AF e per RF (max 5 MHz). I primi, con le sigle DCT5, DCT7 e DCT8, presentano un guadagno di potenza di 17 dB e una potenza d'uscita di 25 mW; impedenza d'ingresso, rispettivamente: 250, 800 e 6000 ohm; impedenza di uscita, rispettivamente: 12, 24 e 45 kohm; tensione continua nominale sull'elettrodo collettore, rispettivamente: —39, —45, —50 V; livello nominale del segnale sull'elettrodo datore: +3, +4, +4,5 V; corrente continua massima sull'elettrodo collettore: 2,5, 2, 2 mA; corrente continua sull'elettrodo datore: 0,5, 0,4, 0,4 mA, rispettivamente.

I secondi, con le sigle DCT4 e DCT15, presentano un guadagno di potenza, rispettivamente, di 16 e 19 dB e una potenza di uscita di 7 e 5 mW; impedenza d'ingresso: 75 e 120 kohm; impedenza di uscita: 1 ÷ 2 Mohm; tensione continua nominale sull'elettrodo collettore: —55 e —150 V; livello nominale del segnale sull'elettrodo datore: +7 e +10,5 V; corrente continua massima sull'elettrodo collettore: 2 e 1 mA; corrente continua sull'elettrodo datore: 0,5 e 0,2 mA, rispettivamente.

Dimensioni d'ingombro del corpo, costituito da un cilindretto di materiale plastico giallo, lunghezza: 12 mm; diametro: 5 mm. Peso: 0,85 g; campo di temperatura: da —70 a +150 °C. *(LBO)*

150B2 Mullard

Realizzato nella veste miniatura 7 piedini (altezza massima 47 mm) questo stabilizzatore di tensione presenta caratteristiche di notevole interesse. Tensione nominale d'innesco 150 V, campo di corrente 5÷15 mA, resistenza incrementale a 10 mA, 250 ohm. Le variazioni della tensione di uscita rimangono inferiori dell'uno per cento nel campo di funzionamento. *(LBWE)*

MF41-15; MF31-55; MF13-1 Mullard

Studiati appositamente per applicazioni radar (tubi per rappresentazioni panoramiche: PPI) questi tubi a raggi catodici presentano altissima definizione, alta brillanza e contrasto, bassa defocalizzazione in funzione della deviazione, basso astigmatismo. Accensione: 6,3 V a 0,3 A; massima tensione anodica: 16 - 15 - 11 kV, rispettivamente. Il tubo MF41-15 ha schermo di 16" con un diametro utile di 360 mm e lunghezza massima di 515 mm. Ha schermo piano metallizzato e ampio angolo di deviazione. Il tubo MF31-55 ha schermo piano metallizzato di 12" con un diametro utile di 260 mm e lunghezza massima di 520 mm. Il tubo MF13-1, pure con schermo piano metallizzato, è progettato per piccoli complessi radar di bordo. Ha schermo di 5" con diametro utile di 105 mm e lunghezza massima di 289 mm. *(LBWE)*

AX-9904R/5924 e Ax-9904/5923 Amperex

Si tratta di due tubi (o meglio dello stesso tubo in due versioni: la prima con raffreddamento ad aria, la seconda con raffreddamento ad acqua) presentanti caratteristiche molto spinte. Consente di ottenere un'uscita di 5,7 kW a 220 MHz con una larghezza di banda di 14 MHz. Il filamento è di tungsteno toriato, la griglia è del tipo a disco per ridurre l'induttanza, le capacità sono ridotte. *(LBP)*

5Y3WGTA CBS-Hytron

E' elettricamente sostituibile con il 5Y3GT o il 5Y3WGT, ma è studiato per particolari condizioni di funzionamento. A 15.000 metri di quota s.l.m. fornisce le medesime prestazioni del 5Y3GT con temperatura del bulbo non superiore a 185°C. In più è meccanicamente irrobustito secondo le norme americane JAN-1A (con termine anglosassone diremmo che si tratta di un « ruggedized tube ») ed è in grado di resistere a urti, vibrazioni e accelerazioni anche violente. *(LBP)*

Subminiature tubes Raytheon

La Raytheon presesta una nuova serie di tubi subminiatura che si affianca ai tipi già noti.

a) CK5783WA, regolatore di tensione, tensione media di funzionamento 86 V, tra 1,5 e 3,5 mA;

b) CK5787WA, regolatore di tensione, tensione media di funzionamento 100 V, tra 5 e 25 mA;

c) CK5829WA, doppio diodo 6,3 V a 150 mA; tensione massima di picco 360 V; I_0 = 5,5 mA per anodo;

d) CK6110, doppio diodo 6,3 V a 150 mA; tensione massima di picco 460 V; I_0 = 4,4 mA per anodo;

e) CK6021, doppio triodo a medio mu 6,3 V a 300 mA; anodo: 100 V e 6,5 mA: R_k = 150 ohm; fattore di amplificazione: 35; mutua condduttanza: 5,4 mA/V;

f) CK6111, doppio triodo a medio mu 6,3 V a 300 mA; anodo: 100 V e 8,5 mA; R_k = 220 ohm; fattore di amplificazione: 20; mutua conduttanza: 5 mA/V;

g) CK6112, doppio triodo ad alto mu 6,3 V a 300 mA; anodo: 100 V e 0,8 mA; R_k = 1500 ohm; fattore di amplificazione: 70; mutua conduttanza: 1,8 mA/V.

* * *

Tra i tipi già noti ricordiamo ancora:

h) CK5702WA, pentodo amplificatore RF 6,3 V a 200 mA; anodo: 120 V e 7,5 mA; R_k = 200 ohm; schermo: 120 V e 2,5 mA; mutua conduttanza: 5 mA/V;

i) CK5703WA, triodo ad alta frequenza 6,3 V a 200 mA; anodo: 120 V e 9 mA; R_k = 200 ohm; fattore di amplificazione: 25; mutua conduttanza: 5 mA/V;

l) CK5744WA, triodo ad alto mu 6,3 V a 200 mA; anodo: 250 V e 4 mA; R_k = = 500 ohm; fattore di amplificazione 70; mutua conduttanza: 4 mA/V;

m) CK5784WA, pentodo mixer RF 6,3 V a 200 mA; anodo: 120 V e 5,2 mA; griglia: —2 V; schermo: 120 V e 3,5 mA; mutua conduttanza: 3,2 mA/V;

n) CK6152, triodo a basso mu 6,3 V a 200 mA; anodo: 200 V e 12,5 mA; R_k = = 680 ohm; fattore di amplificazione: 15,8; mutua conduttanza: 4 mA/V.

Tutti i tubi sopra elencati sono di costruzione robusta, atta a resistere a urti, vibrazioni e accelerazioni centrifughe. Vita 5000 ore. *(LBP)*

6S4 RCA e 12BH7 RCA

Il tubo 6S4 è un triodo medio mu miniatura per stadio finale di deviazione ver-

ticale, capace di fornire un'ampia deviazione a cinescopi con angolo di deviazione diagonale di 70 gradi e tensioni fino a 18 kV.

Il tubo 12BH7 è un doppio triodo miniatura utilizzabile in circuiti similari con esigenze inferiori (minore tensione di deviazione). Consente un risparmio, in quanto una sezione del doppio triodo può essere utilizzata quale oscillatore verticale. (*LBP*)

6BQ6-GT RCA, 25BQ6-GT RCA e 6CD6-G RCA

Sono tubi per stadi finali di deviazione orizzontale. I primi due, identici salvo la tensione di accensione, sono atti a funzionare in ricevitori aventi tensioni anodiche dell'ordine di 230-300 V. L'ultimo, può essere impiegato in ricevitori con altissime tensioni fino a 18 kV.

3C45 RCA

La RCA ha progettato e realizzato il 3C45, tubo a catodo freddo, tyratron a tre elettrodi con atmosfera di idrogeno, per servizio in regime impulsivo con alta frequenza di ripetizione, alte correnti di picco e basse correnti medie in circuito a bassa impedenza. Utile in generatori a magneton e di altro tipo fino a potenze di uscita di 50 kW, il 3C45 ha brevissimo tempo di deionizzazione, piccola caduta di tensione, può funzionare con temperature ambiente tra —50 e +90 °C e può essere pilotato da impulsi di scatto positivi. (*LBP*)

6CL6 RCA

Pentodo di potenza, per stadi finali di video amplificatori. Zoccolo miniatura a 9 piedini. Simile al tubo metallico 6AG7, il 6CL6 ha alta mutua conduttanza, basse capacità interelettrodiche. Può essere impiegato in circuiti video a larga banda con guadagno di tensione di 40÷45 volte. Grazie alla alta corrente anodica con tensioni basse, il 6CL6 può fornire una tensione di uscita picco-picco sufficiente per pilotare grandi tubi a r.c. con alto rendimento e bassa distorsione di ampiezza. (*LBP*)

GL-6017 General Electric

Appartiene come i tubi GL-6019 e GL-6183, alla serie con involucro metallico e ceramico. E' un tubo a tre elettrodi, destinato a funzionare in circuiti con griglia a massa nel campo delle UHF. In televisione può trovare applicazioni attorno ai 200 MHz, per quanto sia previsto il suo funzionamento fino a 400 MHz. Quale amplificatore RF in classe B (televisione) fornisce un'uscita di 660 W e in telegrafia classe C 1,1 kW. (*LBP*)

12BF6 RCA

Duodiodo, triodo medio mu previsto quale rivelatore, amplificatore, tubo AVC, in radioricevitori per automobili operanti con batteria a 12 V. Le caratteristiche dell'unità triodo sono tali da consentire l'uso di uno stadio finale con due 12V6-GT. L'accoppiamento può essere a impedenza o a trasformatore. Zoccolo miniatura 7 piedini. (*LBP*)

254 Lewis & Kaufman

E' un triodo medio mu con filamento di tungstero toriato. Alimentazione: 5 V a 7,5 A. Massima tensione anodica: 4000 V; massima dissipazione anodica: 100 W; massima corrente di griglia: 60 mA; fattore di amplificazione: 25. (*LBP*)

Tubi Mullard

La Mullard pubblica una tabella di equivalenze tra tubi americani e tubi di propria produzione.

0A4G	=	1267
0E3	=	85A1
1A3	=	DA90
1AC6	=	DK92
1L4	=	DF92
1R5	=	DK91
1S5	=	DAF91
1T4	=	DF91
2D21	=	2D21
2J42	=	ME1101
3A4	=	DL93
3A5	=	DCC90
3B28	=	3B28
3NP4	=	MW6-2
3S4	=	DL92
3V4	=	DL94
4B32	=	4B32
4D21/4	=	QY3-125
5CP1-A	=	DG13-2
5CP7-A	=	DP13-2
5D22/4	=	QY4-250
5FP4-A	=	MW13-55
5V4G	=	GZ32
5Z4G	=	GZ32
6AB8	=	ECL80
6AK5	=	EF95
6AL5	=	EB91
6AM5	=	EL91
6AM6	=	EF91
6BE7	=	EQ80
6BX6	=	EF80
6CJ6	=	EL81
6J6	=	ECC91
6J7GT	=	EF37A
6L6G	=	EL37
6N8	=	EBF90
6SL7GT	=	ECC35
6SN7GT	=	ECC33
6X2	=	EY51
6X5G	=	EZ35
12AT7	=	ECC81
15A6	=	PL83
16A5	=	PL82
17Z3	=	PY81
19X3	=	PY80
19Y3	=	PY82
21A6	=	PL81
723A/B	=	ME1100
807	=	QV05-25
829B	=	QQV07-40
866A	=	RG3-250A
1267	=	1267
5544	=	MT5544
5545	=	MT5545
5557	=	MT17
5559	=	MT57
5800/VX41	=	ME1402
5802/VX32	=	ME1401
5861	=	ME1001
5866	=	TY2-125
5867	=	TY3-250
5868	=	TY4-500
5894	=	QQV06-40
5895	=	QQZ04-15
6155	=	QY3-125
6156	=	QY4-250
CK512AX	=	DF66
CK523AX	=	DL66
FG17	=	MT17
FG57	=	MT57
FG105	=	MT105

La tabella è estratta dalla nuova edizione del volumetto: « Valves and tubes for industry and communications ». (*LBWE*)

Klystron SRU-55 Sperry

La Sperry gyroscope Co. costruisce un klystron a bassa tensione e larga banda d'accordo. E' lo SRU-55, generatore klystron reflex con uscita RF da 15 a 60 mW nella gamma di frequenze compresa tra 14.000 e 17.500 MHz. Alla frequenza di 16.000 MHz con una tensione di fascio di 300 V, il tubo fornisce 25 mW. Tensione sull'elettrodo riflettore: 0 ÷ —350 V. Zoccolo octal e flangia per attacco a guida d'onde standard (0,72" × 0,391"). Accordo comandato mediante alberello filettato. (*LBP*)

6X8 Sylvania

Tubo miniatura a 9 piedini, triodo medio mu e pentodo a interdizione rapida. Usato in ricevitori TV con frequenza intermedia attorno ai 40 MHz quale oscillatore-mixer. Le caratteristiche della sezione pentodo sono simili a quelle del 6AG5 mentre le caratteristiche della sezione triodo sono simili a quelle di una sezione 6J6. Le applicazioni del 6X8 sono praticamente uguali a quelle del 6U8 Sylvania, salvo avere catodo comune alle due sezioni. Il 6X8 può essere usato anche quale mixer in ricevitori AM-FM. (*LBP*)

QQV03-20 Mullard

Doppio tetrodo ad alte caratteristiche per le UHF, può trovare applicazioni interessanti in complessi compatti nei quali, grazie alle piccole dimensioni e al consumo ridotto (12,6 V a 0,65 A in serie e 6,3 V a 1,2 A in parallelo), permette una notevole economia di spazio. Valori limite quale amplificatore in classe C per telegrafia CW o per FM: tensione anodica 600 V; tensione schermo 250 V; tensione griglia —75 V; corrente catodica 2 × 55 mA; dissipazione anodica 2 × 10 W; dissipazione di schermo 2 × 2 W; dissipazione di griglia 2 × 0,5 W; frequenza massima a valori ridotti 600 MHz.

1S1 & 5U1 International Rectifier Co.

Sono due nuovi diodi al selenio atti a funzionare con temperatura ambiente di 50÷100 °C. Sono previsti, rispettivamente, per un ingresso massimo di 26 V eff a 100 μA e di 130 V. Le tensioni di uscita ottenibili sono tra 20 e 100 V con correnti variabili tra 100 μA e 1.5 mA. (*LBTT*)

CK6247 Raytheon (già CK628)

E' un nuovo triodo a bassa microfonicità che presenta un segnale di rumore pari a 2,5 mV c.a. ai capi di 10 kohm inseriti nel circuito anodico quando il tubo è sottoposto ad accelerazioni di vibrazione di 15 g a 40 cicli. Il normale fattore di amplificazione raggiunge il valore 60 e la mutua conduttanza risulta di 2,5 mA/V con V_a = = 275 V. (*LBTT*)

4X150D Eimac

Tetrodo di potenza a fascio radiale con accensione 26,5 V a 0,57 A, di dimensioni e aspetto uguali a quelli del tubo 4X150A pure della Eimac. Come quest'ultimo può essere usato quale oscillatore, amplificatore o moltiplicatore di frequenza nella gamma delle UHF. Presenta 150 W di dissipazione anodica se usato in telegrafia classe C o telefonia FM. (*LBTT*)

SULLE LINEE DI TRASMISSIONE PER MICROONDE

Guide d'onda

Guide d'onda circolari - Loro caratteristiche Criteri per la scelta di una guida d'onda - Tipi principali standardizzati negli U. S. A. Adattamento d'impedenza mediante suscettori

(PARTE SECONDA)

di **GABRIELE CICCONI**

4) GUIDE D'ONDA CIRCOLARI

Come è stato accennato è possibile utilizzare guide d'onda di forma circolare per la trasmissione di microonde. In pratica però questo tipo di guida d'onda è raramente usato perchè è molto difficile mantenere l'orientamento del modo. Tuttavia in casi speciali (per es. antenna rotante) è vantaggioso usare questo tipo di guida. I modi di propagazione più usati nelle guide circolari sono il $TE_{0,1}$ e il $TM_{0,1}$ (fig. 11).

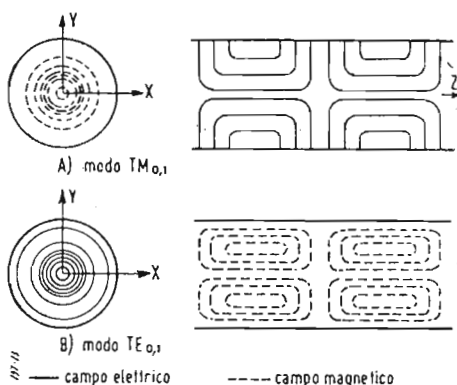



Fig. 11. - Configurazioni di campo in una guida circolare.

Le principali relazioni che riguardano le guide circolari sono le seguenti:

a) Frequenza di taglio (modo $TE_{0,1}$):

$$f_t = 0{,}610 \; c/R \qquad [8]$$

dove c è la velocità della luce, R è il raggio della guida.

b) Frequenza di taglio (modo $TM_{0,1}$):

$$f_t = 0{,}383 \; c/R \qquad [9]$$

c) La lunghezza d'onda nella guida e la velocità di propagazione si calcolano con le stesse relazioni delle guide rettangolari (vedi eq. [2] e [3] tenendo conto che nelle medesime $2a = \lambda_t$).

d) Potenza trasferibile (modo $TM_{0,1}$) (4):
per $R/\lambda < 0{,}761$

$$P = 0{,}008 \; (E_{max})^2 \cdot \frac{R^4}{\lambda \lambda_g} \; \text{watt} \qquad [10]$$

per $R/\lambda > 0{,}761$

$$P = 0{,}003 \; (E_{max})^2 \cdot R^2 \cdot \frac{\lambda_g}{\lambda} \; \text{watt} \qquad [11]$$

e) Attenuazione (modo $TM_{0,1}$):

$$\alpha = \frac{0{,}0144}{R} \; \frac{(f/f_t)^{3/2}}{\sqrt{(f/f_t)^2 - 1}} \; \text{db/metro} \qquad [12]$$

5) SCELTA DI UNA GUIDA D'ONDA

Per avere il massimo rendimento le guide d'onda vengono generalmente usate con il modo di propagazione fondamentale.

Il modo fondamentale (detto anche dominante) è il modo a frequenza più bassa che si può propagare nella guida.

In una guida rettangolare, che è il tipo attualmente più usato, il modo fondamentale è il $TE_{1,0}$. La propagazione di più modi in una guida d'onda non è desiderabile dato che si ha un disadattamento di impedenza per i vari modi, riflessioni e generazione di frequenze spurie e soprattutto perdite in potenza.

E' necessario quindi scegliere le dimensioni fisiche delle guide in modo che solo il modo desiderato si possa propagare. Per la propagazione di un modo $TE_{1,0}$ la dimensione a della guida deve essere compresa fra $\lambda/2$ e λ, essendo λ la lunghezza d'onda della frequenza di propagazione.

Per esempio una guida avente la dimensione $a = 5$ cm può essere usata con il massimo rendimento nella gamma compresa fra $\lambda = 2a$ e $\lambda = a$ cioè fra $\lambda = 10$ cm e $\lambda = 5$ cm ($3000 \div 6000$ MHz).

Infatti la frequenza di taglio per il modo $TE_{1,0}$ è:

$$f_t = c/2a = \frac{3 \times 10^{10}}{10} = 3000 \text{ MHz}$$

mentre la frequenza di taglio del modo più alto $TE_{2,0}$ è:

$$f_t = c/a = \frac{3 \times 10^{10}}{5} = 6000 \text{ MHz}$$

Esempio di dimensionamento di una guida d'onda per un modo di propagazione $TE_{1,0}$ alla frequenza di 3000 MHz ($\lambda = 10$ cm) con il massimo rendimento.

La dimensione a di una guida che abbia la frequenza di 3000 MHz come frequenza di taglio risulta:

$$a = c/2f_t = 5 \text{ cm}$$

Non si userà quindi una guida di queste dimensioni dato che si avrebbe una attenuazione elevata.

La frequenza di taglio per il secondo modo $TE_{2,0}$ per $a = 5$ cm è 6000 MHz e, perciò questo modo, per $f = 3000$ MHz non si propagherà. Questo modo si propagherebbe se si aumentasse la dimensione a. Per es. portando $a = 10$ cm la f_t per $TE_{2,0}$ diventerebbe 3000 MHz.

Si sceglierà quindi una guida che abbia una larghezza a compresa fra 5 e 10 cm.

Per avere la minima attenuazione è consigliabile scegliere $a = 10$ cm dato che in questo caso si avrebbe una migliore larghezza di banda ed un sicuro margine.

La dimensione b di una guida d'onda è calcolata in base ad un compromesso. Da un lato si tenderebbe a farla piccola per eliminare la propagazione dei modi « n » (5) mentre da un altro si tenderebbe a farla grande per diminuire l'attenuazione ed aumentare la potenza trasferibile. In pratica il rapporto b/a viene tenuto circa 0,5.

Sul mercato esistono guide d'onda standard che vengono adoperate per ogni applicazione.

La tabella I ne elenca i tipi principali standardizzati negli S.U.A. dando la gamma di impiego e l'attenuazione.

6) ADATTAMENTO DI IMPEDENZA NELLE GUIDE D'ONDA PER MEZZO DI SUSCETTORI

I metodi che normalmente vengono usati per gli adattamenti di impedenza nelle linee coassiali possono essere applicati alle guide d'onda.

Ogni ostacolo collocato nella guida causerà riflessione di parte dell'energia causando onde stazionarie. Così in effetti un ostacolo rappresenta un'impedenza e, dato che generalmente non può assorbire energia si presenta in forma induttiva o capacitiva. L'impedenza di simile ostacolo può

(4) Vedi: Moreno, *Microwave Transmission Design Data*, pag. 125. Mc Graw Hill, New York.

(5) L'indice n è il secondo indice che definisce un modo di propagazione. Es.: $TE_{m,n}$ o $TM_{m,n}$.

TAB. I - GUIDE D'ONDA STANDARD E RELATIVE FLANGE CONNETTRICI

Dimensioni in pollici	Tipo	Lunghezza d'onda di taglio λ_t = cm	Gamma copribile per il modo $TE_{1,0}$ λ = cm	Flange		Attenuazione in db/m (materiale ottone)
				choke	piana	
3 × 1½ (spess. 0,081)	RG48/U	14,4	7,6 ÷ 11,8	UG54/U	UG53/U	0,036 (per λ = 10 cm)
2 × 1 (spess. 0,064)	RG49/U	9,5	5,15 ÷ 7,6	UG148/U	UG149/U	0,063 (per λ = 6 cm)
1½ × ¾ (spess. 0,064)	RG50/U	6,97	3,66 ÷ 5,15	UG343/U	UG150/U	0,108 (per λ = 5 cm)
1¼ × ⁵/₈ (spess. 0,064)	RG51/U	5,7	3,0 ÷ 4,26	UG52/U	UG51/U	0,15 (per λ = 3,6 cm)
1 × ½ (spess. 0,05)	RG52/U	4,57	2,4 ÷ 3,66	UG40/U	UG39/U	0,228 (per λ = 3,2 cm)

essere determinata misurando l'ampiezza e la fase delle onde incidente e riflessa per risalire al coefficiente di riflessione. Però per fare questo è necessario conoscere l'impedenza caratteristica della guida.

L'impedenza caratteristica delle guide d'onda è stata definita in molti modi ed il parametro che si usa nei problemi di adattamento è chiamato « impedenza specifica d'onda ».

Questa impedenza si può calcolare, secondo il modo di propagazione, con le seguenti relazioni:

$$Z_{TE} = 377 \frac{\lambda_g}{\lambda} \cdot \frac{\mu}{\epsilon} \text{ ohm (modi } TE) \qquad [13]$$

dove μ ed ϵ sono rispettivamente la permeabilità magnetica e la costante dielettrica del mezzo interposto nella guida. Per guide con dielettrico aria la [13] diventa:

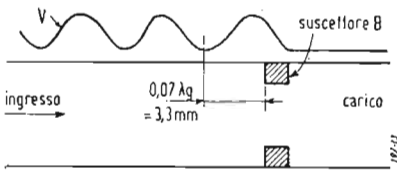



Fig. 12. - Adattamento di una guida per mezzo di un suscettore B.

$$Z_{TE}^{1} = 377 \frac{\lambda_g}{\lambda} \text{ ohm (modi } TE) \qquad [14]$$

Per i modi TM:

$$Z_{TM} = 377 \frac{\lambda}{\lambda_g} \cdot \frac{\mu}{\epsilon} \text{ ohm} \qquad [15]$$

$$Z_{TM}^{1} = 377 \frac{\lambda}{\lambda_g} \text{ ohm (in aria)} \qquad [16]$$

Negli adattamenti nelle guide d'onda è più conveniente parlare di ammettenza Y invece che di impedenza e di suscettanza B anzichè di reattanza. L'ammettenza Y_e normalizzata ([6]) cioè riferita alla Z calcolata con le eq. [13] e [15] all'ingresso di una guida adattata ma avente delle discontinuità riflettenti è $Y_e = 1 + jB$ dove B è la suscettanza normalizzata degli elementi riflettenti simulanti una capacità.

Nelle guide d'onda per l'adattamento viene usata la procedura seguente. Si supponga di avere una guida d'onda connessa ad un carico che riflette (fig. 12) per cui lungo la guida si hanno onde stazionarie. Si misura con strumento adatto, il rapporto onde stazionarie. Per l'adattamento del carico si colloca nella guida una suscettanza (o suscettore) ([7]) B che si può calcolare con la relazione:

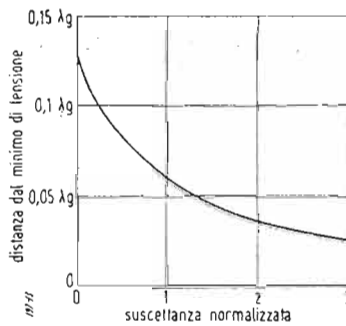



Fig. 13. - Distanza del suscettore del minimo di tensione in funzione della suscettanza normalizzata.

$$B = \frac{\rho^{1/2} - 1}{\rho^{1/4}} \qquad [17]$$

dove ρ è il rapporto onde stazionarie misurato lungo la guida. Affinchè il carico risulti completamente adattato la suscettanza B deve essere collocata in una determinata posizione d data dalla relazione:

$$d = \frac{90 - \mathrm{tg}^{-1} |B/2|}{720} \lambda_g \qquad [18]$$

essendo d la distanza della suscettanza riferita ad un punto di minima tensione. Se l'elemento riflettente è induttivo (B è negativa, $-jB$) essa verrà collocata ad una distanza d dal minimo di tensione verso il carico mentre se è capacitivo essa verrà collocata ad una distanza d dal minimo di tensione verso il generatore.

In fig. 15 è riportato un diagramma che dà la distanza dal minimo di tensione, della suscettanza da inserire, in funzione della suscettanza normalizzata.

* * *

Esempio di adattamento di impedenza con una suscettanza (suscettore).

Si consideri una guida d'onda rettangolare da 1" × ½", che lavori ad una frequenza di 10.000 MHz (λ = 3 cm), chiusa su un carico che da un R.O.S. di 5 a 1 nella guida e che presenta una $Y_e = 1 - jB$ (carico induttivo).

La lunghezza d'onda nella guida sarà:

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{1 - (\lambda/2a)^2} =$$

$$= \frac{3}{1 - (3/5{,}08)^2} = 4{,}7 \text{ cm}$$

Si desidera, come è stato detto, adattare la guida al carico con una suscettanza B.

1) Dall'eq. [17] si calcola il valore di B:

$$B = \frac{\rho^{1/2} - 1}{\rho^{1/4}} = \frac{5^{1/2} - 1}{5^{1/4}} = 0{,}83$$

2) Dal diagramma di fig. 13 risulta che questo suscettore deve essere collocato ad una distanza $d = 0{,}07\ \lambda_g = 0{,}33$ cm verso il carico (dato che B è negativa) dal minimo di tensione. Per la minima sensibilità alla frequenza la suscettanza, generalmente realizzata sotto forma di finestra, dovrebbe essere collocata nei limiti della possibilità il più vicino possibile al carico, però l'estrema vicinanza al carico potrebbe facilitare la formazione di modi più elevati e quindi non adattare più il carico.

In questo articolo è stato visto, dopo uno sguardo alla teoria delle guide d'onda, principalmente il problema dell'adattamento di impedenza per mezzo di suscettori.

Nel prossimo numero si tratterà del modo di dimensionare questi suscettori e si daranno gli elementi essenziali per la realizzazione dei vari elementi induttivi e capacitivi, iridi induttive, capacitive e risonanti, di trasformatori in quarto d'onda e dei risonatori cavi e rientranti.

([6]) Un'impedenza o ammettenza si dice normalizzata quando è riferita alla Z_o. Es.: la versione normalizzata di $R + jX$ è $R/Z_o + + jX/Z_o$ (impedenza normalizzata) oppure $Z_o/R - jZ_o/X$ (ammettenza normalizzata).

([7]) Nei problemi di adattamento le suscettanze usate a tale scopo si preferiscono chiamare suscettori. Il termine suscettore viene usato generalmente dagli americani per esprimere in modo più adeguato le realizzazioni pratiche delle suscettanze.

BIBLIOGRAFIA

1) MORENO: *Microwave transmission design data*, Mc Graw Hill, New York.
2) MARCUVITZ: *Waveguide handbook*, Mc Graw Hill, New York.
3) RAGAN: *Microwave transmission circuits*, Mc Graw Hill, New York.
4) TERMAN: *Radio Engineering*, Mc Graw Hill, New York.
5) *Microonde*, Istituto Bibliografico Italiano.
6) BRONWELL & BEAM: *Theory and Application of Microwave*, Mc Graw Hill, New York.

Nuovi strumenti per la scienza atomica

di JOSEPH EARL

In tutti i rami di lavoro connessi con l'energia atomica c'è bisogno vitale e crescente di strumenti che rivelino le radiazioni sviluppate da materiali radio-attivi. Questi sono ugualmente importanti sia che si tratti di materiali adoperati nelle ricerche dei laboratori di Stato, negli ospedali, nelle fabbriche o nelle zone in cui i lavoratori della Difesa Civile debbono scoprire radiazioni dannose che potrebbero provenire da attacchi a mezzo di bombe atomiche.

Naturalmente i diversi usi richiedono una varietà di questi strumenti che sono tutti chiamati « avvisatori » (monitors). Molti di essi devono essere portatili ed azionati da batterie. Alcuni vengono adattati per esaminare i serbatoi di acqua.

Due di questi strumenti, fabbricati in Gran Bretagna, pesano ciascuno meno di sei chilogrammi. Sono tanto sensibili da cogliere le minute radiazioni emanate da un orologio da polso fosforescente, tanto resistenti da sopportare il genere di trattamento al quale è probabile che vengano sottoposti e sono in grado di funzionare per lunghi periodi senza alcuna revisione.

Strumenti nucleari di questo e di altri tipi, adoperati per misurare potenza di radiazioni, spessore di lastre di materiale vario, numero di oggetti contenuti in una tasca, ecc. ecc., sono stati esposti nella recente Esposizione e Conferenza Internazionale di Stoccolma per Strumenti di Misurazione.

SCOPI PACIFICI

La pila atomica stessa è uno strumento scientifico destinato a produrre radiazioni atomiche. Queste radiazioni vengono sempre più adoperate per fini pacifici. I prodotti delle pile, come gli isotopi radioattivi, sono ormai già adoperati in medicina, in veterinaria e in agraria e sempre più va estendendosene l'uso nell'industria. Ben presto sarà cosa comune trovare nelle fabbriche oggetti quali i misuratori dello spessore per mezzo di raggi beta, gli avvisatori del contenuto di pacchi, strumenti per la jonizzazione, per prevenire l'elettricità statica, e molti altri strumenti per usi particolarissimi.

La quantità di industrie nelle quali si adoperano oggigiorno gli isotopi varia da quella del ferro ed acciaio, passando per quella plastica e tessile, fino a quella dei medicinali e dei prodotti chimici raffinati. In medicina la radioattività degli isotopi li rende preziosi detettori che possono rilevare minuti dettagli della funzionalità del corpo umano. Le loro proprietà curative sono già definite in certe malattie, e sostituiscono i raggi X in alcune cure dei tumori.

Questo spettacolare e rapido progresso di una nuova scienza ha portato conseguentemente a un corrispondente aumento del numero di strumenti per essa occorrenti. Molti di quelli in uso dapprima erano provvisori come progetto e come confezione. Questa fase è ora terminata e gli strumenti che si stanno producendo, fra cui molti di quelli esposti a Stoccolma, sono evidentemente adeguati. Servono allo scopo con precisione e senza pericoli, appaiono buoni e, quelli destinati ad essere adoperati da non esperti funzioneranno efficientemente nelle loro mani.

L'« AVVISATORE » DI RADIAZIONI

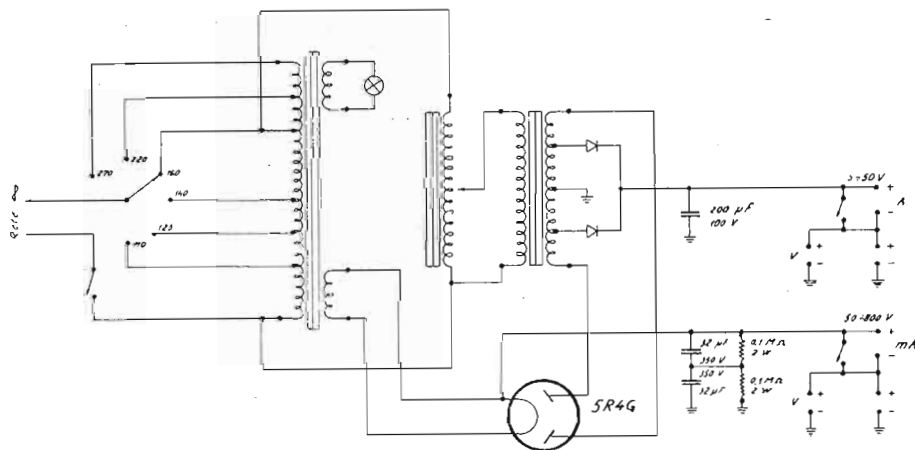
Già più di 30 ditte del Regno Unito stanno fabbricando strumenti da usarsi nel campo delle industrie nucleari. Il più comune di questi strumenti è l'« avvisatore » di radiazioni. Esso rivela le radiazioni nei laboratori, negli ospedali, nelle fabbriche nelle quali si svolge un lavoro che comporta una notevole quantità di materiali radioattivi. Alcuni di questi strumenti registrano anche l'intensità delle radiazioni per un determinato periodo di tempo.

All'altro estremo sono le grandi macchine da usarsi per le ricerche nel campo dell'energia atomica come potente sorgente di raggi X. Una di queste sta per essere consegnata allo Stabilimento Britannico per le Ricerche sulla Eneregia Atomica, a Harwell, Inghilterra, nella contea di Berkshire. E' un acceleratore lineare di 15 milioni di volt elettroni. Il suo scopo è di accelerare elettroni fino a far loro raggiungere una velocità pari al 99,95 per cento della velocità della luce. Questi velocissimi elettroni colpiscono un pesante bersaglio metallico e producono raggi X duri e raggi gamma.

I più semplici strumenti usati negli studi nucleari sono per ora gli avvisatori di radiazioni tascabili. Questi vengono portati da persone che lavorano con l'energia atomica e dal personale ospedaliero che usa raggi X o gli isotopi. Questi avvisatori hanno press'a poco le dimensioni di una penna stilografica ma registrano accuratamente la quantità di radiazioni alla quale il portatore è stato esposto durante un determinato periodo.

Naturalmente è nata tutta una nuova tecnica di complicati strumenti che sono necessari ai ricercatori, che consiste in apparecchi elettronici che dapprima vennero adattati alle nuove necessità. Ora questi apparecchi sono studiati appositamente e costruiti per uno scopo specifico. Durante i sette anni di vita dello Stabilimento di Harwell una grande esperienza in questo nuovo campo della tecnica è stata acquistata dagli specialisti del Regno Unito ed oggi la stanno adoperando praticamente. Il fior fiore di queste nuove conoscenze è stato raccolto nella Associazione Britannica dei Fabbricanti di Strumenti Scientifici della quale fanno parte tutte le ditte che si occupano della costruzione di strumenti nucleari. (*TriUSIB*)

Ancora sull'alimentatore a tensione variabile con continuità

Con riferimento all'articolo « Piccolo alimentatore a tensione variabile con continuità » pubblicato su questa Rivista (*l'antenna*, dic. 1952, XXIV, n. 12, pag. 315), riportiamo a titolo di esempio, per gentile concessione della Ditta ARE, la fotografia e lo schema elettrico di un generatore di tensione continua variabile con continuità. Detto apparato che può erogare una potenza max di 25 W è adibito alla prova e collaudo sperimentale di resistenze elettriche, che vengono sottoposte ad una tensione variabile a seconda delle prove che vengono normalmente effettuate dai 5 agli 800 V.

Un Centro per ricerche sperimentali

Il Cavendish Laboratory dell'Università di Cambridge si è conquistato una fama mondiale per le sue realizzazioni nei campi della fisica nucleare, delle basse temperature, della radio e varie altre ricerche nei campi più disparati.

di Sir LAWRENCE BRAGG professore di Ricerche Sperimentali all'Università di Cambridge

Il primo fabbricato del Laboratorio Cavendish, presso l'Università di Cambridge, venne inaugurato nel 1874 ed i primi professori che vi lavorarono furono James Clerk Maxwell, Lord Rayleigh e J.J. Thomson. Fu in questo Laboratorio che il dott. C.T.R. Wilson costruì la cosidetta « Camera di Wilson », apparecchio che ha avuto una decisiva influenza sulla evoluzione della fisica atomica; F.W. Aston inventò lo spettografo di massa; Lord Rutherford confermò la disintegrazione dell'azoto per mezzo di particelle alfa; Sir James Chadwick scoprì il neutrone, e Sir John Cockroft e E.T.S. Walton ottennero la disintegrazione del nucleo atomico per mezzo di particelle artificialmente accelerate.

Quando nel 1937 Lord Rutherford morì, il Laboratorio si stava dedicando in modo particolare alle ricerche nucleari, per quanto analogo lavoro sperimentale si svolgesse anche nella Sezione Radio, diretta da Sir Edward Apleton, e nel Laboratorio per le basse temperature, diretto da Sir John Cockroft. Questi gruppi hanno continuato a costituire le tre Sezioni principali, sebbene altri campi di ricerca si siano venuti aggiungendo col tempo.

FISICA NUCLEARE

Scopo fondamentale della fisica nucleare è quello di scoprire quali forze tengono il nucleo insieme e come sono disposte le particelle. Si stanno studiando a Cambridge quei nuclei leggeri in cui le particelle non sono tenute insieme molto strettamente e le cui energie di legame — di parecchi milioni di volt elettroni — sono considerate basse. Altri argomenti di studio sono la scissione dei deuteroni (il deuterone è il nucleo dell'idrogeno pesante) e di altri nuclei per mezzo dei raggi gamma; lo « spin » del nucleo (la parola significa una proprietà del nucleo che può essere espressa completamente solo con formule); e disintegrazioni nucleari tali da dare origine ai raggi beta. I particolari completi sull'energia necessaria nel processo di costruzione del nucleo vengono determinati, nel caso di nuclei instabili come il sodio-24, per mezzo del metodo di risonanza per fasci atomici.

Si stanno inoltre elaborando dispositivi di rivelazione per i nuclei che registrano ogni particella nucleare come un impulso elettrico di altezza proporzionale all'energia della particella rivelata. Fra l'equipaggiamento elettronico in dotazione vi è un tipo di analizzatore che divide gli impulsi elettrici da 60 a 120 canali, contandoli al ritmo di 1000 al secondo.

Fra gli acceleratori (con cui il nucleo in esame viene bombardato, ad esempio, con particelle alfa) in uso al Laboratorio figurano un piccolo ciclotrone, due raddrizzatori Philips, un acceleratore van der Graaf. Oltre a questi è in costruzione un tipo moderno di acceleratore, conosciuto come acceleratore lineare, con il quale si spera di raggiungere i 300 milioni di volt elettroni.

STUDIO DELLA IONOSFERA

Nella Sezione Radio del Laboratorio si studia la ionosfera — l'alta atmosfera carica elettricamente — con metodi differenti allo scopo di capire la sua composizione e la natura del processo di ionizzazione. Sono di data recente gli studi sulla struttura orizzontale della ionosfera in contrapposizione alla sua struttura verticale. Il confronto della evanescenza degli echi in ricevitori intervallati fornisce dati sui venti e sulla turbolenza fino a quote di 100 km ed oltre.

L'altro campo principale nella Sezione Radio è quello della radioastronomia, cioè lo studio dell'irradiazione da sorgenti non terrestri: sole e stelle. E' stata così individuata la posizione di 50 stelle « radio », non visibili attraverso i normali telescopi, e si spera di portare tale numero a 1000 con l'aumentare della sensibilità e del potere risolutivo (la capacità, cioè, di separare punti vicini fra loro). E' molto aumentata la precisione con la quale sono state localizzate le stelle « radio » e poichè non si è constatato nessun cambiamento apparente nella loro posizione nel corso di rilevazioni effettuate a periodi diversi dell'anno è probabile che esse siano assai lontane. Ricevitori intervallati rilevano le fluttuazioni in ampiezza e si effettuano misurazioni di radio lucentezza attraverso il disco del sole a differenti lunghezze d'onda.

STUDI NEL CAMPO DELLE BASSE TEMPERATURE

Nel regno delle basse temperature, gli studi sono concentrati sui problemi che sorgono al di sotto di 4,2 gradi Kelvin, cioè 4,2 gradi sopra lo zero assoluto. Tali problemi riguardano le proprietà magnetiche dei metalli, il comportamento dell'elio liquido e la ragione per cui certi materiali diventano superconduttori.

Il comportamento dell'elio liquido a temperature inferiori a 2,19 gradi Kelvin costituisce un interessante argomento di studio, in quanto una frazione del liquido si comporta come se fosse superfluido, cioè la sua viscosità appare incommensurabilmente piccola. Tale problema si studia misurando l'inerzia del liquido in un sistema oscillante (confrontando la resistenza su un disco oscillante in elio liquido con un altro oscillante in un liquido di proprietà cognite) per mezzo del flusso in condotti capillari e mediante altri metodi.

Si usano moderni metodi magnetici per raggiungere temperature molto vicine allo zero assoluto — il termine tecnico è smagnetizzazione adiabatica — e si sta costruendo una macchina per mantenere in continuazione temperature dell'ordine di 0,1 gradi Kelvin.

TECNICA DEI MICROFASCI

Nel Laboratorio Cavendish vengono messi a punto apparecchi a raggi X che possono rivelare i più piccoli dettagli di struttura, come le posizioni degli atomi di idrogeno leggero e le concentrazioni di densità elettronica che rappresentino legami chimici. Si usa una tecnica di microfasci per studiare le strutture cristalline nei metalli trattati a freddo e si rilevano diffrazioni di raggi X da parte di cristalli del volume di 1/100.000.000.000 di cm^3.

Si studiano anche le molecole complesse che formano la materia vivente — proteine — e sono stati costruiti tubi da raggi X per ottenere gli effetti di diffrazione dai loro minuti cristalli; questi tubi sono almeno 40 volte più efficaci dei normali tubi a vuoto.

Nel Laboratorio si studia anche la fisica meteorologica. E' noto che i gas poliatomici dell'atmosfera — più complessi dell'ossigeno e dell'azoto che sono i principali costituenti — sono presenti solo in piccole concentrazioni. Ma dato il modo con cui assorbono i raggi infrarossi essi regolano in larga parte l'equilibrio termico nella bassa stratosfera. Quale contributo allo studio su questo argomento, è stato rilevato lo spettro solare infrarosso fino a 12.000 metri per mezzo di uno strumento montato su di un aeroplano.

Sempre nel campo della fisica meteorologica, i lavori del Laboratorio comprendono l'esame a mezzo radar della struttura delle nuvole e la misurazione delle cariche elettriche sulle singole gocce di pioggia per arrivarne a capire l'origine.

MICROSCOPIA ELETTRONICA

La Sezione del Laboratorio che si interessa di microscopia elettronica (in cui si usano gli elettroni al posto della luce) sta cercando di migliorare il limite risolutivo del microscopio elettronico. Quest'ultimo ha trovato larga applicazione in radiografia e la Sezione ha creato una sorgente puntiforme di raggi X di circa 0,2 micron. Piccoli oggetti come insetti possono essere posti a distanza di un millimetro dal punto focale e le loro ombre ingrandite essere proiettate su una lastra fotografica. Si ottiene così una risoluzione equivalente a quella del microscopio ottico con i vantaggi aggiuntivi dei particolari a tutte le profondità a fuoco perfetto. Le applicazioni biologiche della radiografia su scala così piccola sono molto vaste.

Nei suoi studi di glaciologia, il Laboratorio misura ogni anno, per mezzo di uno strumento detto inclinometro, la distorsione di un tubo affondato dalla sommità al fondo del Ghiacciaio della Jungfrau. I risultati vengono comparati con le misure di Laboratorio sulla plasticità del ghiaccio e sulle indagini matematiche del flusso del ghiaccio sul letto del ghiacciaio. *

SURPLUS... TRASFORMAZIONE IN ALTERNATA DEL VOLTMETRO-OHMMETRO AD ALTA IMPEDENZA TIPO I-107-C

a cura del dott. ing. ***FRANCO SIMONINI (i1JK)***

PREMESSA

La FM e la TV hanno ormai reso di attualità uno strumento che una volta era quasi sconosciuto al radioriparatore: il voltmetro a valvola.

Esso infatti è utilissimo in particolare per il controllo della tensione del CAV e la messa a punto dei discriminatori. Senza contare che uno strumento del genere si presta molto bene per il rapido controllo delle tensioni di alimentazione e ciò per il fatto fondamentale che fornisce il valore delle tensioni *effettive* senza errore dovuto al consumo (grazie all'elevatissima impedenza), ed è molto più robusto del normale tester. Anche un'errata manovra infatti per cui una tensione elevata, poniamo 300 V, venga misurata su di una scala di basso valore, 3 V fondo scala, dà luogo al massimo ad una corrente nello strumento pari al doppio o al triplo del valore fondo scala; tra l'altro questo avverrebbe in uno strumento da 0,5 a 1 mA fondo scala cioè di costruzione piuttosto robusta.

In linea di massima non siamo propensi a consigliare la costruzione di strumenti di misura di largo consumo come è appunto il voltmetro a valvola, strumento questo che deve praticamente restare acceso 12 ore su 24.

Generalmente vale la pena di ricorrere con circa 40-50.000 lire di spesa a costruzioni abbastanza serie che già cominciano ad apparire sul mercato. Ma in questo caso la costruzione è di lieve entità, i componenti ridottissimi in numero e complessità, e la messa a punto quasi inesistente se si fa uso per il partitore di resistenze già tarate all'1 % dalla casa costruttrice.

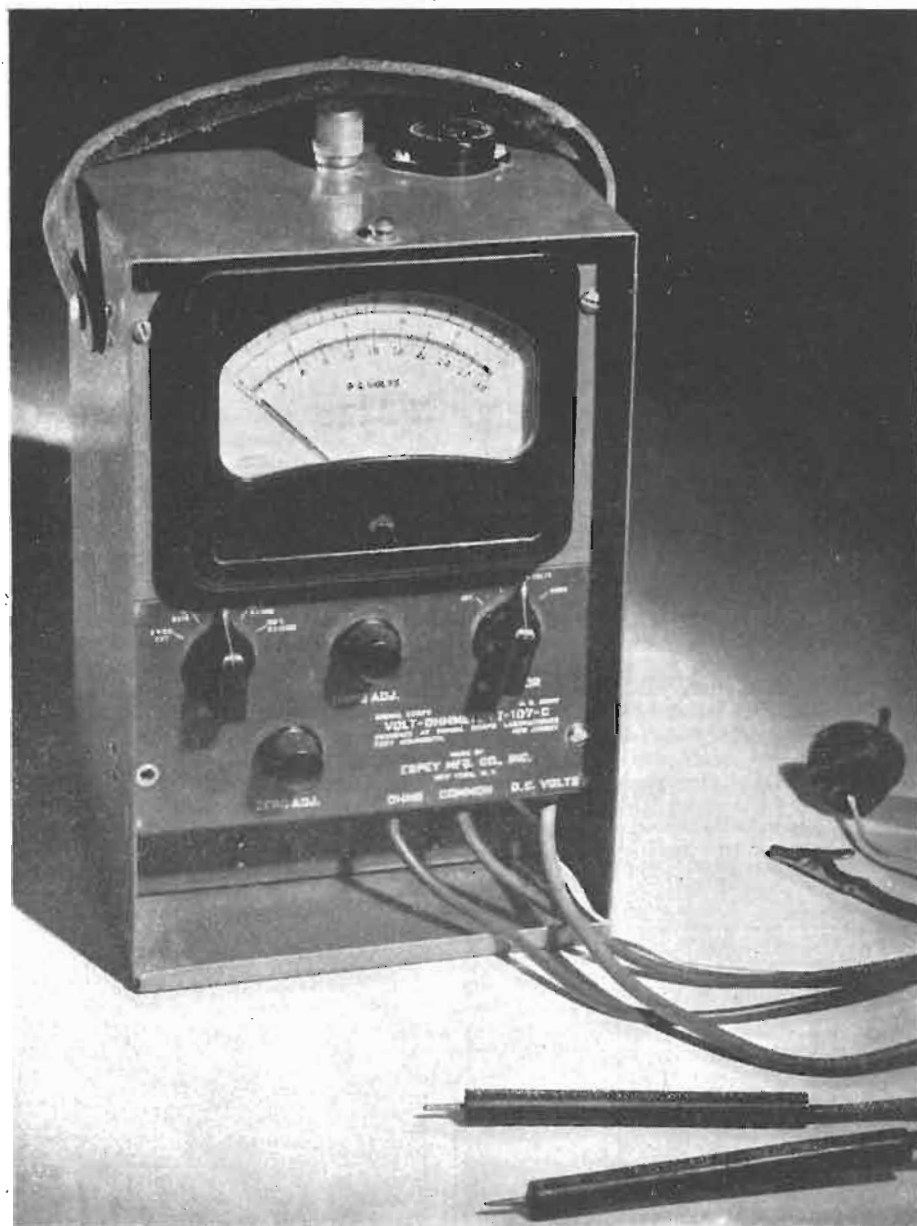
Ci permettiamo quindi di consigliarne la costruzione ed allo scopo qui sotto riportiamo lo schema di un voltmetro a valvola di tipo Surplus che già da tempo è comparso sul mercato radio. Si tratta di un tipo ad alimentazione in corrente continua e per chi desiderasse costruirlo con alimentazione in alternata riportiamo lo schema come da noi modificato allo scopo.

IL VOLTMETRO-OHMMETRO TIPO I-107C

E' costituito da un triodo ad accensione in continua tipo VT239, che viene disposto a ponte come uno dei bracci gli altri 3 essendo costituiti dalle tre resistenze R_{10}. R_{14}, R_{15} (vedi fig. 1).

Per effetto di tale disposizione la R_{14} si comporta come resistenza catodica di polarizzazione del triodo.

Il ponte viene azzerato tramite il potenziometro a filo da 300 ohm R_{19}.

La R_{17} altro potenziometro a filo da 3000 ohm tipo semifisso per regolazione a cacciavite, provvede ad effettuare una volta tanto una regolazione all'atto della sostituzione del tubo eventualmente andato fuori uso.

La tensione continua viene portata allo strumento tramite il conduttore schermato di colore rosso. La resistenza introdotta nel puntale R_{11} ha il duplice scopo di diminuire la sensibilità dello strumento nella portata volt rispetto alla portata ohm (e ciò allo scopo di permettere un margine per la regolazione fondo scala); di iniziare con la capacità verso massa del cavo schermato un fltraggio iniziale della tensione da misurare.

Ogni ulteriore traccia di disturbo viene eliminata dal gruppo filtrante posto in serie alla griglia R_{12} C_1. Con questa disposizione uno strumento da 0,5-1 mA fondo scala ha l'inerzia sufficiente per sopportare tranquillamente il leggero residuo di alternata anche a frequenza industriale che può eventualmente restare nel caso che alla tensione continua sia nell'apparato sovrapposta una tensione alternata anche dello stesso ordine di grandezza della tensione continua che si vuol misurare.

E questo non è l'ultimo vantaggio che comporta l'impiego di un voltmetro a valvola.

Per tarare questa gamma di misura dei volt a c.c. è sufficiente effettuando il paragone con un buon voltmetro classe 1 possibilmente con scala a specchio per una

delle scale generalmente la inferiore di 3 V regolando una volta per tutte R_{17} che come detto più sopra non dovrà in seguito venir più toccato salvo sostituzione del tubo.

Occorre naturalmente impiegare resistenze tarate almeno all'1 %. Un rapido controllo lo si potrà fare in ogni caso misurando lo stesso valore di tensione su almeno due portate.

Tramite il commutatore di misura S_{w2} è possibile con una semplice commutazione passare dalla misura di tensioni positive a quella di volt negativi, invertire cioè le polarità di misura dello strumento. Questa disposizione è indispensabile per consentire la celerità nella misura ed evitare grovigli di filo.

In tandem col commutatore a 5 posizioni S_{w1} che seleziona le portate dei volt in c.c. è posto un altro commutatore esso pure a 5 posizioni che seleziona le portate degli ohm, indicando il fattore per il quale occorre moltiplicare il valore che si legge sulla scala dello strumento.

La regolazione fondo scala viene effettuata tramite il potenziometro R_{18} da 5000 ohm. Generalmente è sufficiente (se le resistenze $R_{1} \div _{5}$ sono ben tarate) effettuare la regolazione su di una sola portata.

Di gran lunga la più importante di tutte è la prima portata (cui corrisponde R_5) in quanto permette la misura delle resistenze di basso valore ($5 \div 20$ ohm) cosa cui non sempre si prestano con sufficiente precisione i normali tester.

E' così possibile con un ohmmetro a valvola controllare persino la resistenza di una bobina mobile di altoparlante.

All'atto della inserzione della resistenza di valore ignoto nel circuito di misura si forma un partitore la cui armatura superiore è costituita dalla resistenza che si vuol misurare e la inferiore è la resistenza corrispondente alla scala selezionata. Lo strumento in tal modo non misura più i 3 volt del circuito ohmmetrico ma un valore corrispondentemente ridotto che è legato al valore della resistenza incognita, valore che resta così individuato.

Fig. 2. - Modifica per il funzionamento in alternata dell'I-107-C.

In sostanza lo strumento a ponte si comporta in ogni caso come un voltmetro.

Questo circuito presenta il solo inconveniente che se si devono misurare con una certa frequenza e con una discreta precisione delle resistenze di basso valore con la prima portata (R_5) è secessario cambiare con una certa frequenza i due elementi da 1,5 volt del circuito dell'ohmmetro. Diversamente infatti la resistenza interna che inevitabilmente si forma negli elementi da torcia per mancanza di depolarizzante falsa sensibilmente le misure. Inconveniente questo che d'altra parte si fa sentire nei normali tester.

Allo scopo di impedire che per causa di qualche contatto si possa produrre la scarica di questi elementi da 1,5 V, l'interruttore S_1 provvede a interrompere il circuito quando lo strumento non è in servizio.

Gli interruttori S_2 ed S_3 rispettivamente interrompono a loro volta il filamento e l'anodica.

Chi volesse evitare la taratura della scala e disponesse solo dello strumento con scala normale potrà ricavare in base alle indicazioni della scala dei volt il valore corrispondente della scala degli ohm e ciò fatto:

— o disegnare a parte la scala dei volt e quella degli ohm (meglio in china) su di una striscia di carta da disegno fissando il tutto con un poco di cellon o plexiglas di copertura sul fianco dello strumento;

— o più semplicemente acontentarsi di interpolare o trascrivere semplicemente vicino al valore degli ohm quello della scala dei volt su di un pezzo di carta da disegno disposta come meglio conviene.

Fig. 3. - Stabilizzazione dell'anodica per mezzo di una VR90.

Fig. 1. - Voltmetro-ohmmetro I-107-C.

C1 = 0,001 microF; *R1* = 0,09 Mohm; *R2* = 9000 ohm; *R3* = 900 ohm; *R4* = 90 ohm; *R5* = 8,6 ohm; *R6* = 7,0 Mohm; *R7* = 2,0 Mohm; *R8* = 0,7 Mohm; *R9* = 0,2 Mohm; *R10* = 0,1 Mohm; *R11* = 1,0 Mohm; *R12* = 1 Mohm; *R13* = 1000 ohm; *R14* = 3900 ohm; *R15* = 560 ohm; *R16* = 17.500 ohm; *R17* = 3000 ohm filo pat.; *R18* = 5000 ohm filo pat.; *R19* = 300 ohm filo pat.; *MA* = strum. 0,4 mA, 400 ohm; *Sw1* = commutatore di scala; *Sw2* = = commutatore di servizio; $S1 \div 3$ simultanei.

Lo strumento è da 0,4 mA fondo scala 500 ohm di resistenza. Sono dati di tipo comune facilmente reperibili sul mercato. Consigliamo in ogni caso specie per la lettura agevole della scala degli ohm una scala piuttosto ampia. Sarà uno dei pregi dello strumento.

Un altro requisito è l'assenza di attrito alle pietre dello strumento ed il perfetto bilanciamento allo scopo di permettere una buona tenuta dello zero in tutte le posizioni.

Se lo strumento è ben costruito e con buon materiale specie per quanto riguarda la bussola (precisione uniforme su tutta la scala) sarà possibile raggiungere una precisione di $\pm$ 3 % sempre che naturalmente le resistenze siano ben tarate.

La valvola impiegata VT239 è piuttosto rara e la scelta è stata dettata dal fatto che occorre avere a disposizione un tubo con una corrente di griglia praticamente nulla. Riteniamo però che anche la comunissima 30 che tra l'altro è costruita anche dalla FIVRE possa servire allo scopo.

Eventualmente si farà una cernita tra quelle a disposizione scegliendo quella che per le varie posizioni delle portate voltmetriche mantiene costante lo zero.

Per l'alimentazione consigliamo di fare uso di batterie di grossa taglia che se sono più ingombranti e pesanti non costano

molto di più di quelle di ridotte dimensioni e durano almeno il triplo.

Conviene senz'altro costruire una cassettina a parte con lo zoccolo a quattro piedini sporgente dal coperchio.

Questo strumento si presta egregiamente per il servizio sulle stazioni portatili ed in casi di emergenza. E' senz'altro da consigliare al radioriparatore che lavora nella provincia.

Appunto per questi suoi requisiti il tipo Surplus 1-107C era stato destinato a scopi bellici.

IL VOLTMETRO-OHMMETRO CON ALIMENTAZIONE IN ALTERNATA

Per il funzionamento continuativo l'alimentazione in alternata risulta molto meno onerosa di quella in c.c. Si pensi che in certi laboratori, specie i professionali, uno strumento di questo genere resta in funzione praticamente tutto il giorno.

D'altra parte risulta così possibile costruire un voltmetro che come azzeramenti all'inizio ed alla fine di scala è forse più stabile di quello in c.c.

Quest'ultimo infatti risulta solo scarsamente controreazionato e risente inevitabilmente dopo un certo tempo che è in funzione della leggera riduzione inevitabile nelle tensioni di alimentazione.

Come risulta dalla fig. 2 la disposizione del circuito di misura ai capi dei due catodi di un doppio triodo e le elevate resistenze poste in serie ai medesimi (10 kohm) assicurano un tale grado di controreazione che farà senz'altro stupire quanti impiegheranno questo circuito per la stabilità di zero che ne deriva.

Meno alta è la stabilità del fondo scala degli ohm (purtuttavia senz'altro paragonabile a quello della esecuzione in c.c.). Per assicurarsi anche questa caratteristica in misura considerevole basterebbe stabilizzare la tensione anodica con una valvola stabilizzatrice al neon VR90 (vedi fig. 3). In tal caso il trasformatore dovrebbe fornire una tensione leggermente più elevata ed il raddrizzatore al selenio dovrebbe esser dimensionato di conseguenza (1 o 2 piastre di più).

E' comunque accertato che una variazione del $\pm$ 10 % della tensione di alimentazione di rete si fa appena sentire. Diviene quindi solo necessario qualche ritocco se si rinuncia alla stabilizzazione.

Il trasformatore, come indica la fig. 4, può essere di ridottissime dimensioni e adagiato contro il fondo della scatola come indicato. Sul fianco superiore sono stati fissati il cambio tensione e la presa di massa (che se possibile è meglio utilizzare negli impianti fissi). Così pure il condensatore elettrolitico tubolare ed il raddrizzatore al selenio.

Il trasformatore è bene che fornisca col secondario b.t. di filamento una tensione un poco inferiore ai 6,3 volt che sarebbero normali per la 6SN7.

E' bene anche che siano possibili 2 a 3 tensioni di prova (consigliamo 6,0, 4,5 e 5 V).

La 6SN7 infatti deve essere sottoalimentata di filamento allo scopo di ridurre ad un valore trascurabile la eventuale corrente di griglia presente nella valvola. Al decrescere infatti della tensione di filamento questa corrente si riduce fino ad annullarsi e poi di nuovo salire in valore.

I valori su ricordati saranno più che sufficienti a individuare il valore di tensione di filamento più opportuno.

Per la messa a punto vale quanto già detto a proposito del voltmetro-ohmmetro 1-107C. *

Fig. 4. - Sotto: il voltmetro-ohmmetro I-107-C trasformato. E' visibile la disposizione dell'alimentatore sul fondo della scatola.

Oscillatore RC per onda sinusoidale e rettangolare

(segue da pagina 5)

la tensione di entrata. In pratica i due circuiti vengono usati in televisione per separare gli impulsi di sincronismo riga dagli impulsi di sincronismo quadro e si può dire più semplicemente che un circuito differenziatore esalta le variazioni rapide di tensione e uno integratore favorisce le variazioni lente. Se noi applichiamo all'entrata del circuito di fig. 9 una tensione a forma rettangolare, raccoglieremo in uscita una tensione come quella di fig. 8g che si dimostra essere proporzionale con una certa approssimazione alla derivata della tensione di entrata. Infatti posto $1/\omega C >> R$ e il prodotto RC molto piccolo, quindi la corrente determinata essenzialmente dalla capacità, si ha:

$$dQ = C \cdot dV_e \text{ e poichè } dQ = i \cdot dt \text{ segue}$$

$$i \cdot dt = C \cdot dV_e \text{ oppure } i = C\, dV_e/dt$$

la tensione presente ai capi di R è:

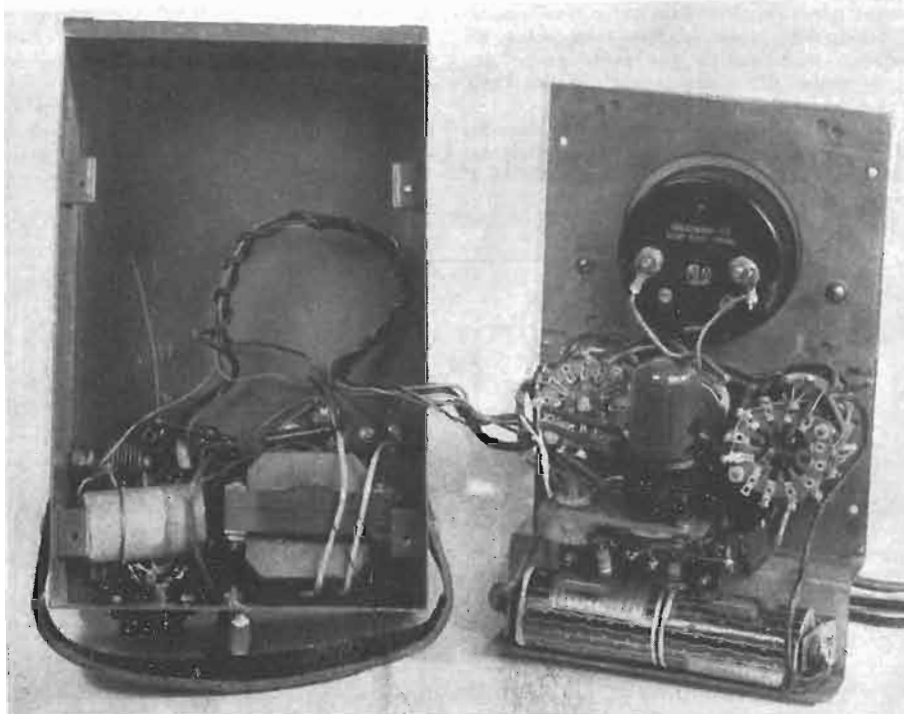
$$V_u = R \cdot i = R \cdot C\, dV_e/dt$$

d'onde si vede che V_u è proporzionale alla derivata rispetto al tempo di V_e.

Così applicando all'entrata di un circuito come quello di fig. 10, dove $R >> 1/\omega C$ e quindi RC è molto grande, una tensione V_e si può avere in uscita una tensione proporzionale con una certa approssimazione all'integrale della tensione di entrata. Infatti la corrente i essendo limitata principalmente da R si può scrivere:

$i = V_e/R$ e essendo $dQ = i \cdot dt$ e anche $dQ = C \cdot dV_u$ si ha $C \cdot dV_u = i\, dt$ da cui $dV_u = 1/C\, i \cdot dt$ e $V_u = 1/C \int i\, dt$ e sostituendo $V_u = 1/RC \int V_e\, dt$ da cui si vede che la tensione di uscita V_u è proporzionale all'integrale nel tempo della tensione di entrata.

Come si vede dall'onda quadra sono derivabili molti altri tipi di onde come quelle descritte o esponenziali o triangolari o a impulsi.

L'onda quadra viene utilizzata inoltre negli interruttori elettronici per la visione simultanea di due forme d'onda diverse in un unico oscilloscopio e ancora per la taratura di voltmetri a valvola e oscilloscopi. *(DG)*

sulle onde della radio

Svizzera - I programmi ad onde corte del centro svizzero di Schwarzenburg, diretti all'Europa, vengono trasmessi dalle stazioni:

HER3	6165 kHz	48,66 m	06,15-07,40
HER4	9535 kHz	31,46 m	06,55-07,40*
HER3	6165 kHz	48,66 m	11,00-14,30
HER4	9535 kHz	31,46 m	16,00-23,30
			11,00-23,30**
			08,45-23,30*

* Programmi domenicali.
** Programma del sabato.

I programmi in italiano vengono irradiati tutti i giorni feriali dalle ore 18 alle 18,30 e domenicali dalle 11,45 alle 12,15.

Grid dip meter per onde medie

di CURZIO BELLINI (*)

Eccovi la descrizione di un ottimo grid dip meter per onde medie che copre la banda da 450 e 1700 kHz circa.

La valvola oscillatrice è una miniatura 6C4 montata in circuito Hartley.

L'accordo viene effettuato mediante un microvariabile (Ducati EC3423.20) da 470 pF.

L_1 è formata da 180 spire unite di filo smaltato da 35/100 avvolte su un supporto di buona bachelite o meglio polistirolo da 25 mm di diametro con una presa alla 60ª spira a partire dal capo che va a massa.

L_2 è formata da due spire serrate di filo da 7/10 doppia copertura cotone ed è distanziata di 6 mm dal lato di massa di L_1.

Il link L_3 di accoppiamento ai circuiti in esame è costituito da una spira di filo di rame isolato in politene da 2 mm di diametro (costr. Iris-Radio). Detta spira ha un diametro di 5 cm ed i suoi terminali sono infilati in un tubo di politene del diametro di 13 mm che costituisce l'impugnatura di questo link.

Il collegamento tra il link e la bobina L_2 viene effettuato con un flessibile cavo coassiale da 50 ohm d'impedenza (Pirelli 0,7/2,5) della lunghezza di 60 cm.

E' consigliabile per ragioni di praticità e di intercambiabilità di munire il cavo di un buon attacco bipolare per l'innesto nel relativo zoccolo che nella cassetta dello strumento va posto il più possibile vicino a L_2.

Possono essere costruiti altri link sempre ad una spira ma di diametro più piccolo o più grande per poterli accoppiare a differenti tipi di bobine.

Converrà allora tener presente di assicurarsi che la frequenza di risonanza link-cavo sia al di fuori della banda ad onde medie perchè non sia causa di misure errate.

Il trasformatore di alimentazione deve avere le seguenti caratteristiche: primario universale; secondari: 6,3 V, 0,5 A e un avvolgimento a 115 V, 30 mA.

La valvola regolatrice VR105 serve a conferire maggiore stabilità all'oscillatore controllandone la tensione di lavoro a 105 V.

La resistenza variabile da 10.000 ohm a valle del filtro serve a trovare e a fissare il punto d'innesco della VR105.

La taratura di questo grid dip meter viene effettuata facendo battimento con stazioni di radiodiffusione conosciute scelte su un ricevitore.

Conviene cominciare la taratura dalla parte delle frequenze più basse al fine di prevenire errori dovuti alle armoniche.

Il grid dip meter può essere costruito in una scatoletta metallica nella cui parte superiore dovranno essere collocati lo strumento di misura e il disco tarato in frequenza fissato al perno del variabile. Consigliabile l'uso di un nonio per comodità di lettura.

Le misure si effettuano con i soliti sistemi già precedentemente descritti su questa rivista in occasione della pubblicazione del grid dip meter a donde corte.

Per avere una sicurezza di funzionamento conviene attenersi strettamente ai dati pubblicati e rivolgere una certa cura alla costruzione del link.

Poichè questo strumento raggiunge al suo limite il campo delle normali medie frequenze per ricevitori la sua utilità pratica compenserà di molto la piccola spesa e la cura impiegate nel costruirlo. *

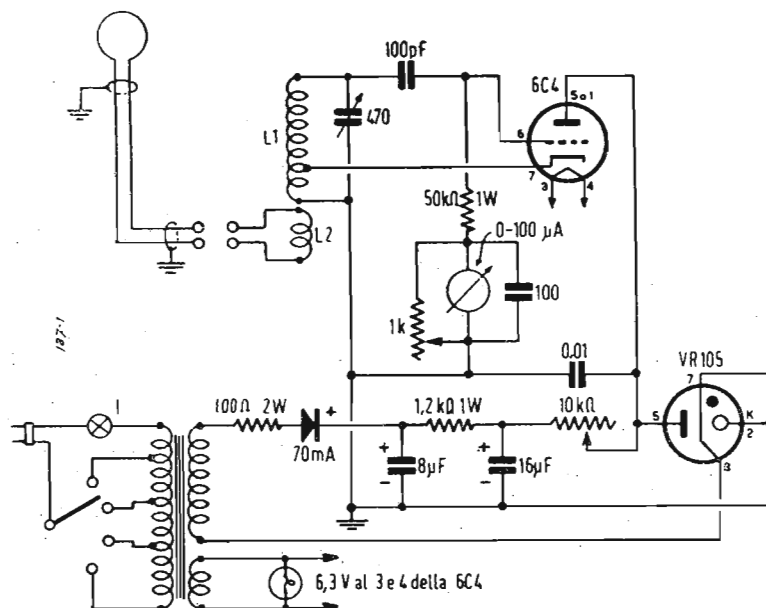



Fig. 1. - Schema elettrico del grid dip meter per onde medie. La tensione di lavoro dell'oscillatore è regolata mediante il tubo VR105, ciò che conferisce maggiore stabilità.

Antenna comune TV

di CURZIO BELLINI (*)

Col diffondersi anche da noi della televisione può tornar utile l'apparecchio che qui descriviamo, soprattutto per quegli isolati urbani in cui gli inquilini saranno utenti televisivi. Per non dover trasformare il tetto della casa in una fitta selva di antenne televisive, e per avere anche un certo risparmio è consigliabile usare l'antenna televisiva in comune.

Affinchè i televisori attraverso il circuito di aereo non si disturbino sarà sufficiente adottare questo piccolo complesso facile a costruirsi e di poco costo.

Si usa una valvola 12AX7 doppio triodo. La griglia del primo triodo è accoppiata alla linea che viene dall'antenna (sia essa del tipo bilanciato o sbilanciato) attraverso un condensatore da 0,05. La griglia del secondo stadio prende il segnale dal catodo del primo triodo attraverso una resistenza da 50 ohm.

I due terminali di uscita sono previsti per linee a 300 ohm di impedenza; qualora i televisori avessero impedenza d'entrata a 70 ohm occorrerà cortocircuitare le resistenze da 150 ohm. *

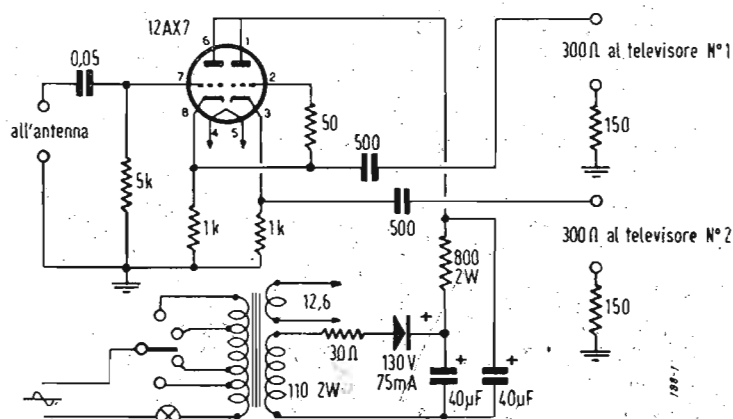
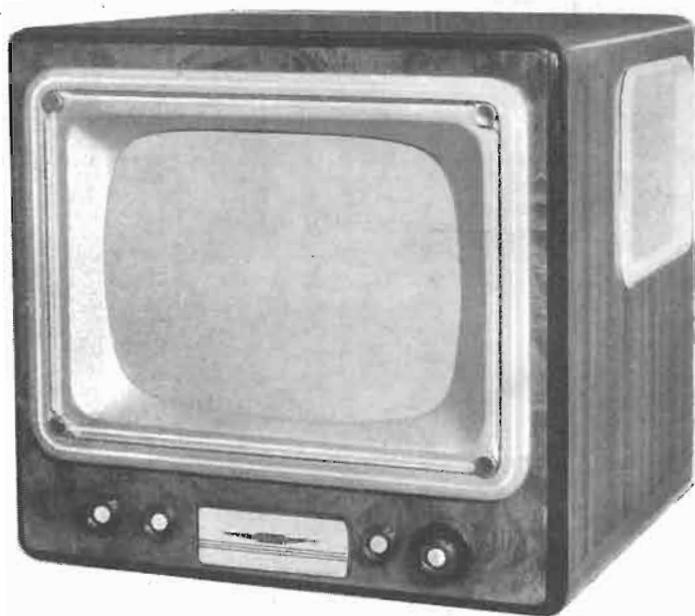



Fig. 1. - Circuito elettrico di un semplice preamplificatore che consente di utilizzare una sola antenna per due televisori, con discesa bilanciata a 300 ohm o a 75 ohm.

(*) Del Laboratorio IRIS RADIO.

TELEVISORI

Tipo TE 14 - TE 17

Rispettivamente con tubo da 14 pollici e 17 pollici, rettangolare.

Entrambi i tipi sono dotati di 22 valvole americane e tarati per i 5 canali italiani. I 5 comandi secondari sono riuniti nel frontale per la maggior comodità di regolazione.

Trasformatore di alimentazione di ampie dimensioni per tutte le reti.

Funzionamento asincrono.

Il circuito è stato progettato per lo standard italiano con ampiezza totale di 7 mc. e per un lungo servizio, escludendo qualsiasi soluzione economica o di compromesso.

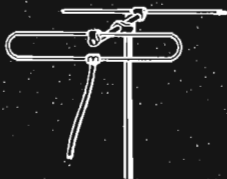
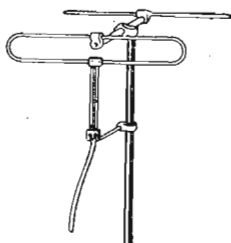
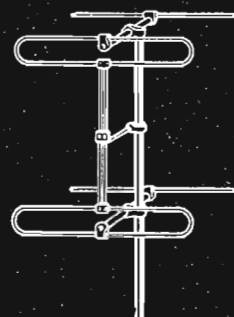
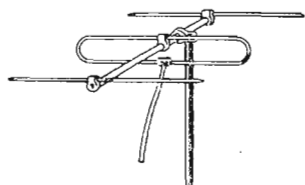
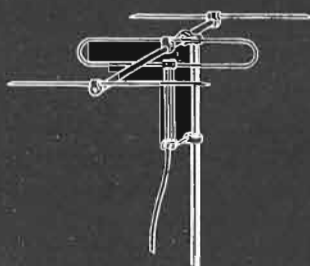
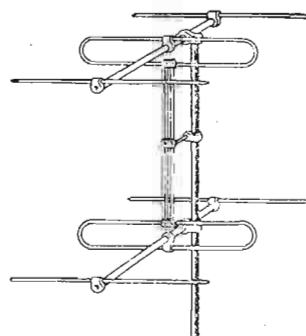
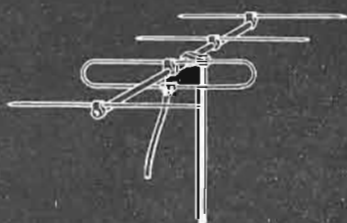
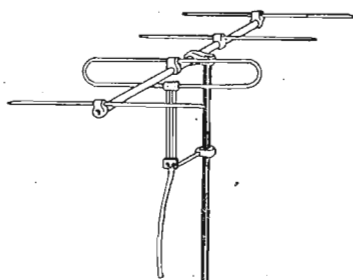
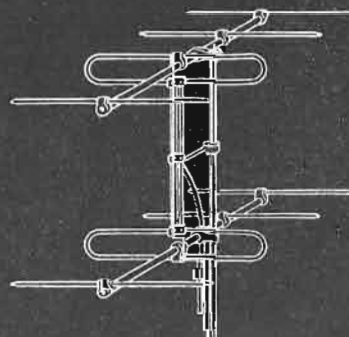
Dimensioni: 560x540x560.

Peso con imballo: kg. 47.

In preparazione il tipo TE 21

I TELEVISORI NOVA sono in normale produzione dall' ottobre 1952

S. A. OFFICINA COSTRUZIONI RADIO ELETTRICHE

NOVATE MILANESE - Telefono 97.08.61

SUPPLEMENTO MENSILE DE L'ANTENNA

a cura del Dott. Ing. Alessandro Banfi

1953: Anno della Televisione italiana

Chi scrive queste note si trovava alcuni giorni or sono seduto in una poltrona a Milano dinanzi ad uno schermo televisivo domestico sul quale appariva magnifico per nitidezza e luminosità lo spettacolo di varietà di Elena Giusti che si svolgeva nello stesso istante al Teatro Alfieri di Torino.

Gli occhi erano, sì, fissi sullo schermo meraviglioso, ma la mente vagava sulle ali dei ricordi lontani. Preziosi, intangibili ricordi di ancor più intense emozioni provate nel corso di oltre cinque lustri da un pioniere che ha visto sorgere, svilupparsi, prendere corpo e sostanza, quella TV che sta oggi appassionando decine di milioni di spettatori sparsi in tutto il mondo.

Mi riappariva nitida la visione del bugigattolo di Baird a Londra, in Soho, nel 1926 ove attraverso rudimentali apparecchi si poteva scorgere l'indistinto profilo di un viso trasmesso da una camera all'altra; rivedevo l'incerta e sfuggente immagine con sole 30 (trenta) righe di definizione e 12 immagini al secondo trasmesse nel 1929 sull'onda media di Radio Londra e ricevute, due sere ogni settimana, qui a Milano, mute senza suono, mediante un apparecchio di latta a disco e lampada al neon, tutto vibrante e sferragliante; rivedevo l'immagine piccola come un francobollo, ingrandita attraverso una lente, pallida e rossastra, fornita dai ricevitori a disco dell'E.I.A.R. di Roma con 60 righe di definizione...

Ed ancora mi sfilavano dinanzi come fantasmi, agli occhi della mia mente, tutte le faticose tappe successive della « via crucis » della TV, dalle immagini a 90 righe dei ricevitori a specchi spiraleggiati, a quelle a 180 righe con lampada al sodio, per giungere via via attraverso le sempre più sicure immagini a 240 righe, 441 righe, all'attuale brillante televisore interamente elettronico a 625 righe.

Tutta la storia vissuta e palpitante di questi ultimi 25 anni di TV, mi sfilava dinanzi come un magico montaggio in dissolvenza sulle magnifiche e luminose immagini del brillante spettacolo di varietà captato dal mio televisore, e due lucciconi celati dalla penombra della sala mi sono spuntati a commento dell'indicibile muta emozione che in quel momento mi assaliva.

Finalmente ci siamo! L'anno appena iniziato sarà l'anno in cui la TV farà la sua apparizione ufficiale nelle case dei teleamatori italiani, l'anno in cui incomincerà a prendere corpo il vasto e poderoso programma degli impianti TV della R.A.I., del quale si accenna in altra parte del presente numero.

Ed è bene che il pubblico impaziente si renda conto dello sforzo non comune che la R.A.I. sta già facendo da qualche tempo (sebbene ciò non si manifesti con effetti immediati e clamorosi) per la preparazione degli impianti e la formazione di un corpo di giovani ed esperti tecnici rotti a tutte le insidie di questa difficile e complessa tecnica.

E' quest'ultimo un minuzioso ma lento lavoro di istruzione e selezione onde vagliare i migliori elementi scartando i meno idonei che porterebbero seri intralci in un esercizio come è la TV, costituito da numerose maglie di una complessa catena, tutte concorrenti all'efficienza del risultato finale.

Ciò spiega perchè la R.A.I. insista ancora sull'espressione « sperimentale », che non va fraintesa come la ricerca od il collaudo di mezzi tecnici TV ormai già abbondantemente collaudati e sperimentati nelle altre Nazioni ove la TV si è già diffusamente affermata, ma bensì come la formazione, il consolidamento e l'affiatamento di tutto quel complesso di mezzi e personale tecnico atto a garantire un minimo di sicurezza e qualità delle trasmissioni.

L'efficienza, l'interesse e la qualità dei programmi TV sono in gran parte legati all'esistenza della prevista rete di intercollegamenti nazionali su cavi coassiali e ponti-radio.

Vi è poi la questione importante, direi essenziale, della produzione dei programmi. E' tutto un vasto ed intricato complesso di problemi artistici, organizzativi e finanziari che si presenta a chi è preposto alle programmazioni TV. E non bisogna dimenticare che il successo e l'avvenire

(il testo segue a pag. 24)

Il controllo automatico della frequenza di riga nei televisori

dott. ing. Renzo Pasquotti

L'IMMAGINE televisiva può considerarsi composta da un certo numero di righe di luminosità variabile. Ogni singola riga è tracciata da un punto luminoso che inizia il proprio movimento all'estremità sinistra del quadro, percorre lo schermo a velocità costante fino all'estremità destra dell'immagine, e poi ritorna rapidamente a sinistra per iniziare la riga successiva inferiore. In tale modo lo schermo viene tutto esplorato dal movimento di questa riga che si sposta man mano dall'alto al basso.

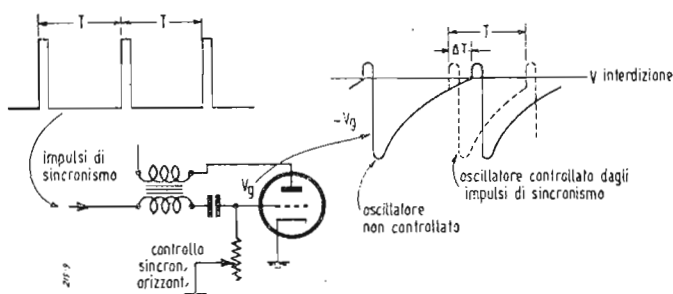



Fig. 1. - Oscillatore bloccato di riga controllato direttamente dagli impulsi di sincronismo.

Affinchè l'immagine ricevuta risulti il più possibile identica all'immagine trasmessa, occorre che i singoli elementi di ogni riga ricevuta coincidano esattamente con i corrispondenti elementi di ogni riga trasmessa. A tale scopo, assieme ad ogni riga viene trasmesso un impulso di sincronismo che termina la riga stessa e dà il via alla riga successiva. Nei vecchi televisori si impiegava direttamente questo impulso per sincronizzare la frequenza dell'oscillatore di riga. Come è infatti indicato in fig. 1, l'impulso di sincronismo, previamente separato dal segnale video composto ed opportunamente differenziato, viene applicato, con polarità positiva, alla griglia di un oscillatore bloccato. Regolando col comando « Sincronismo orizzontale » la frequenza propria dell'oscillatore bloccato in modo che ogni impulso di sincronismo venga applicato alla griglia un attimo ΔT prima che essa, superando la tensione d'interdizione v_i dia luogo al ciclo successivo, si ottiene che l'oscillatore bloccato resta sincronizzato sulla frequenza di ripetizione degli impulsi. Il sistema funziona soddisfacentemente quando il segnale TV è forte ed in assenza di disturbi. Infatti, dato che l'oscillatore non può distinguere un impulso di disturbo da un impulso di sincronismo, avviene che un qualunque impulso di disturbo, che arrivi prima del tempo ΔT e con ampiezza sufficiente a mandare la griglia sopra v_i provoca in anticipo il termine della riga e l'inizio della riga successiva, con perdita parziale o totale del sincronismo, a seconda dell'entità e della durata degli impulsi di disturbo.

Per rimediare a tali inconveniente sono stati escogitati i cosidetti « sistemi di controllo automatico della frequenza di riga », attualmente di normale adozione su tutti i televisori. In questi sistemi, anzichè controllare individualmente ogni ciclo dell'oscillatore di riga con un corrispondente impulso di sincronismo, si controlla la frequenza dell'oscillatore stesso mediante una tensione continua, che dipende dalla differenza fra le frequenze dell'oscillatore e degli impulsi di sincronismo. In tale modo gli impulsi di disturbo, che arrivano ad intervalli irregolari di tempo e quindi senza una frequenza ben definita, possono influire poco o nulla sulla frequenza dell'oscillatore di riga.

I sistemi più comunemente usati per ottenere il controllo automatico di frequenza sono tre che potremo contraddistinguere con: *a*) sistema a denti di sega, *b*) sistema ad oscillatore sinusoidale e *c*) sistema a durata d'impulso.

a) IL SISTEMA A DENTI DI SEGA

Lo schema di principio di un circuito di controllo automatico di frequenza a denti di sega è indicato in fig. 2. Esso comprende un tubo V_1 amplificatore degli impulsi di sincronismo, un tubo V_2 demodulatore di fase, un tubo V_3 amplificatore di corrente continua ed infine un oscillatore bloccato V_4.

Il funzionamento è il seguente: gli impulsi di sincronismo orizzontale, amplificati da V_1, vengono trasferiti, attraverso il trasformatore T_1, ai due diodi V_{2A} e V_{2B} con le polarità indicate in figura, e cioè l'estremità superiore del secondario di T_1 determina un impulso *positivo*, quella inferiore un impulso *negativo*.

L'impulso positivo rende conduttore il diodo V_{2A}, mentre quello negativo, essendo applicato al catodo di V_{2B}, rende pure conduttore anche quest'ultimo diodo. La corrente che viene così a scorrere attraverso V_{2A} carica il condensatore C_1 circa al

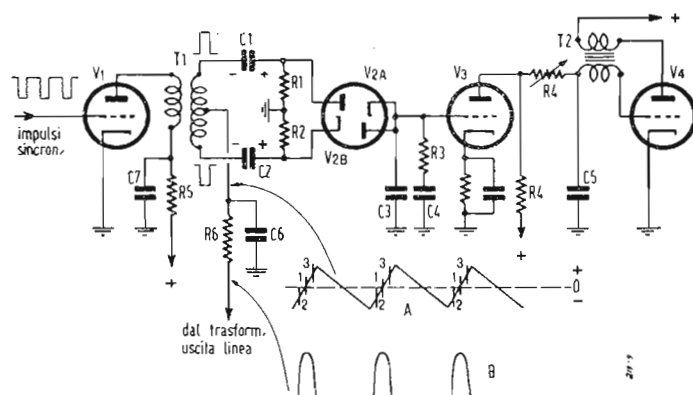



Fig. 2. - Schema di principio di un circuito di controllo automatico frequenza riga col sistema del dente di sega.

valore massimo della tensione dell'impulso, mentre la corrente attraverso V_{2B} carica analogamente C_2. Le polarità con cui si caricano C_1 e C_2 sono quelle indicate in fig. 2. Negli intervalli fra gli impulsi ciascun condensatore si scarica stabilendo attraverso R_1, R_2 ed il secondario di T_1 un flusso di corrente tale da polarizzare all'interdizione i due diodi fino all'arrivo del prossimo impulso. Il doppio diodo si comporta così come una specie di interruttore che conduce (cioè chiuso) per la durata di ogni impulso e non conduce (cioè aperto) nell'intervallo di tempo tra impulso ed impulso.

Alla presa centrale di T_1 è applicata una tensione a denti di sega ottenuta integrando parzialmente con R_6 C_6 degli impulsi positivi di tensione ottenuti dal secondario del trasformatore di uscita riga (non indicato in figura). Naturalmente la frequenza di questa tensione a denti di sega è la stessa dell'oscillatore bloccato V_4, in quanto è quest'ultimo che pilota l'amplificatore di uscita riga. La tensione a denti di sega è applicata in uguale misura a ciascun diodo, ma è tenuta di ampiezza in-

feriore alla tensione che gli impulsi provocano ai capi di C_1 e C_2, cosicchè essa, di per sè stessa, non è in grado di causare la conduzione dei diodi. Comunque per la durata di ogni impulso i diodi conducono e, riprendendo la similitudine fatta poc'anzi, si comportano come un interruttore che collega temporaneamente il dente di sega al condensatore C_3.

Le cose sono ora disposte in modo che, quando la frequenza dell'oscillatore bloccato e quella degli impulsi sono identiche, l'impulso di sincronismo cade esattamente nel punto 1 della curva *A*. Il punto 1 sta sull'asse corrispondente al valore zero di tensione istantanea del dente di sega, quindi, attraverso V_2, nessuna tensione viene inviata a C_3. Se però c'è una leggera differenza di frequenza fra impulsi di sincronismo e oscillatore,

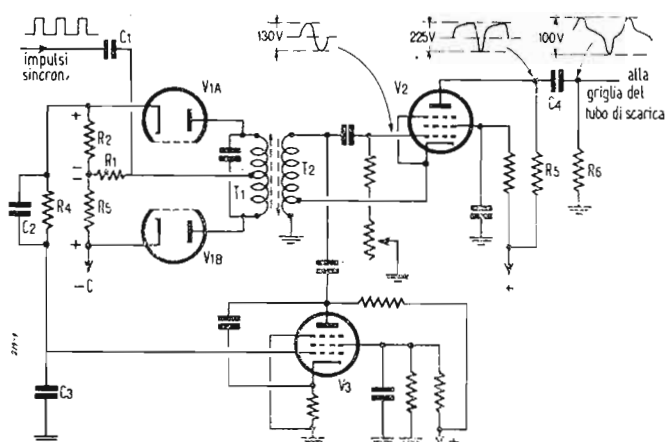



Fig. 3. - Schema di principio di un circuito di controllo automatico frequenza riga col sistema ad oscillatore sinusoidale.

la fase della tensione d.d.s. si sposterà, in modo che ora l'impulso di sincronismo cadrà supponiamo, nel punto 2 della curva *A*. In questo punto la tensione istantanea del dente di sega è negativa, cosicchè attraverso il doppio diodo V_2 il condensatore C_3 assume una corrispondente carica negativa. La griglia di V_3, che è collegata a C_3, diventa più negativa, ragion per cui la corrente anodica di V_3 diminuisce e la tensione sulla placca aumenta. Questo aumento di tensione, attraverso R_4 e T_2 si trasferisce sulla griglia dell'oscillatore bloccato V_4, facendo variare la frequenza di quest'ultimo (e quindi la fase della tensione d.d.s.) in modo che l'impulso di sincronismo torna a cadere nella sua posizione originale 1 sulla curva *A*.

Se invece la fase del dente di sega avesse variato in modo tale da far cadere l'impulso di sincronismo sul punto 3 della curva *A*, allora la carica acquistata da C_3 sarebbe stata positiva, la tensione di placca di V_3 sarebbe diminuita e ciò avrebbe fatto variare la fase del dente di sega in senso inverso al precedente, facendo tornare nuovamente l'impulso di sincronismo nella posizione iniziale nel punto 1. In tale modo frequenza e fase dell'oscillatore bloccato sono mantenute « in passo » mediante una integrazione dell'impulso di sincronismo.

Si noti che il circuito di griglia di V_3, agli effetti della corrente continua, non è ritornato a massa, e pertanto il suo potenziale può variare solo per effetto degli impulsi di tensione trasmessigli attraverso V_3. La costante di tempo del sistema dipende dai valori di C_3 e di R_3 e C_4.

Questo sistema di controllo automatico di frequenza potrebbe essere applicato anche ai circuiti di scansione verticale.

b) IL SISTEMA AD OSCILLATORE SINUSOIDALE

Questo sistema, impiegato originariamente dalla R.C.A. nel noto ricevitore 630, è ancora uno dei migliori circuiti di c.a.f. E' indicato in fig. 3 ed è caratterizzato da un oscillatore sinusoidale molto stabile, V_2, che oscilla alla frequenza di riga (15.625 Hz). Completano il circuito un tubo comparatore (V_1) ed un tubo reattanza (V_3).

Il tubo comparatore, che ha molta analogia con un discriminatore per FM, riceve gli impulsi di sincronismo del segnale televisivo in arrivo e ne confronta frequenza e fase con quelle della sinusoide generata localmente dall'oscillatore, che è per lo più del tipo Hartley. Ogni variazione fra queste frequenze provoca una tensione continua che, previo passaggio attraverso un filtro a lunga costante di tempo viene applicata alla griglia del tubo reattanza. Il circuito anodico del tubo reattanza è collegato in parallelo al circuito risonante dell'oscillatore V_2 e, al variare della sua tensione di griglia, altera la frequenza di oscillazione di quest'ultimo.

La bobina dell'oscillatore, T_2, è accoppiata induttivamente al circuito comparatore mediante l'avvolgimento a presa centrale

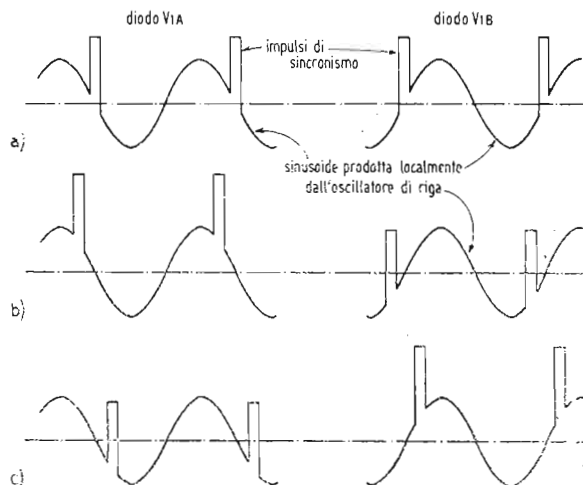



Fig. 4. - *a)* Impulsi di sincronismo in corrispondenza del valore zero della tensione sinusoidale dell'oscillatore; *b)* impulsi di sincronismo sfasati in anticipo; *c)* impulsi di sincronismo sfasati in ritardo.

T_1, di modo che ciascuno dei due diodi riceve tensioni alternate sinusoidali di uguale ampiezza ma di fase opposta. Consideriamo ora il semiperiodo nel quale l'estremo superiore di T_1 è positivo; in tal caso V_{1A} conduce e la corrente che scorre dal suo catodo alla placca si chiude sulla metà superiore di T_1 e su R_1 e R_2, tornando così nuovamente al catodo. Ai capi di R_2 si localizza una differenza di potenziale con le polarità indicate in figura. Durante questo semiperiodo V_{1B} non conduce.

All'invertirsi della semionda della tensione alternata nel semiperiodo sucessivo, V_{1B} conduce mentre invece V_{1A} è interdetta. La corrente ora scorre attraverso V_{1B}, causando una differenza di potenziale ai capi di R_3 con le polarità indicate in figura. Se il circuito è dimensionato opportunamente, le tensioni ai capi di R_2 e R_3 saranno uguali in valore assoluto, ma, essendo di segno opposto, la loro risultante sarà zero.

A questo stesso circuito sono però anche applicati, attraverso C_1 e R_1, gli impulsi di sincronismo orizzontale del segnale video. Considerato nel tempo, ogni impulso di sincronismo può arrivare: quando la tensione alternata in T_1 passa attraverso il valore zero, oppure quando conduce V_{1A}, oppure quando conduce V_{1B}.

Nel primo caso, cioè se l'impulso arriva quando la tensione ai capi di T_1 è zero, allora, essendo la tensione d'impulso applicata alla presa centrale di T_1, ogni diodo ne riceve e ne rettifica una parte uguale. In tal caso, tensioni uguali e di segno opposto si localizzano ai capi di R_2 e R_3 ed il circuito non subisce alcuna alterazione (fig. 4a).

Nel secondo caso l'impulso arriva quando V_{1A} conduce. E' ovvio, e la fig. 4b lo dimostra, che in queste condizioni la tensione che si manifesta ai capi di R_2 sarà maggiore di quella ai capi di R_3. Allora la tensione media durante un ciclo (cioè la risultante delle tensioni medie ai capi di $R_2 + R_3$) sarà positiva e, trasferita attraverso C_2 e R_4, renderà positiva la griglia del tubo reattanza V_2.

Nel terzo caso infine, cioè se l'impulso capita quando conduce V_{1B}, si vede analogamente (fig. 4c) che la tensione maggiore si localizza ai capi di R_3. La tensione ai capi di $R_2 + R_3$ sarà allora negativa e, come nel caso precedente, questa tensione viene applicata alla griglia di V_2.

La tensione generata dal comparatore di fase, che può essere, come abbiamo visto, nulla, positiva o negativa, viene sovrapposta alla tensione fissa di polarizzazione $-C$ ed è applicata alla griglia del tubo reattanza V_2 attraverso un filtro a lunga costante di tempo costituito da C_2, R_4 e C_3. Il tubo reattanza V_2 è connesso in modo da assorbire una corrente anodica sfasata di 90° rispetto alla tensione anodica e si comporta come una induttanza di valore variabile al variare della corrente anodica. Siccome V_2 è collegato direttamente in parallelo sul circuito oscillante di V_3, ogni variazione della corrente anodica di V_2 produrrà una variazione di frequenza dell'oscillatore, costringendolo a funzionare alla frequenza degli impulsi di sincronismo (condizione di fig. 4a). Se infatti l'oscillatore anticipasse o ritardasse rispetto alla frequenza di questi ultimi, ci si troverebbe in uno dei casi di fig. 4b o c; allora il comparatore applicherebbe alla griglia del tubo reattanza una tensione di segno tale da modificare la frequenza dell'oscillatore in direzione tale da farla nuovamente coincidere con quella degli impulsi di sincronismo.

Fig. 5. - Schema di principio di un circuito di controllo automatico frequenza riga col sistema a durata di impulso.

Il filtro a lunga costante di tempo C_2, R_4 e C_3 ha lo scopo di sopprimere le brusche variazioni di tensione generate nel comparatore da eventuali impulsi di disturbi e di permettere che solo le variazioni di tensione relativamente lente generate dalle differenze di frequenza pervengano alla griglia di V_2.

Nel tubo V_3 l'oscillatore Hartley è collegato fra catodo, griglia e schermo. La tensione oscillante sulla griglia è di circa 130 volt picco a picco. Il circuito di placca è costituito dalla resistenza R_5, e pertanto la forma d'onda qui non è una sinusoide simmetrica come sarebbe prodotta da un circuito risonante, ma ha invece la forma indicata; questa forma d'onda viene successivamente differenziata da un gruppo resistenza-capacità C_4 R_6 ed acquista la forma indicata in fig. 3. Il picco positivo di quest'ultima sgancia il tubo di scarica che produce il dente di sega.

In pratica è necessario che l'impulso di sincronismo sia in fase con questa forma d'onda differenziata, anzichè con la tensione oscillante di V_3, e ciò per evitare che la barra verticale nera del « piedestallo » del segnale video compaia nel mezzo dello schermo. A tale scopo, l'avvolgimento T_1 deve essere disaccordato rispetto T_2 in modo che la barra nera suddetta sia egualmente distribuita alle estremità destra e sinistra dell'immagine.

c) IL SISTEMA A DURATA D'IMPULSO

Il terzo sistema, cioè quello « a durata d'impulso », che ora esamineremo, è, fra i sistemi di controllo automatico della frequenza di riga, uno dei più economici, poichè impiega una sola valvola (un doppio triodo) che compie le funzioni di tubo controllo, di oscillatore bloccato e di tubo di scarica.

Il suo funzionamento è basato su ciò che potrebbe definirsi una « modulazione in larghezza » dell'impulso sincronizzante. Fa uso, come vedremo meglio, di una tensione a denti di sega generata localmente e con una fase tale da permettere ad una porzione variabile dell'impulso di sincronismo di cadere sul lato meno inclinato del dente di sega, mentre il rimanente dell'impulso scivola giù lungo il lato più ripido. La tensione di controllo è funzione *della larghezza* di quella parte dell'impulso di sincronismo che si sovrappone al lato meno ripido del dente di sega, a condizione che l'ampiezza di picco della forma d'onda risultante rimanga costante.

Questa « modulazione in larghezza » costituisce la differenza basilare fra i sistemi di controllo automatico di frequenza a « durata d'impulso » e gli altri. Il buon funzionamento di questo circuito dipende dalla particolare forma d'onda che si applica alla griglia del tubo controllo.

La fig. 5 fornisce lo schema di principio del circuito, mentre in fig. 6 sono esaminate separatamente le forme d'onda delle varie tensioni applicate alla griglia del tubo di controllo e le loro risultanti al variare della fase dell'impulso di sincronismo.

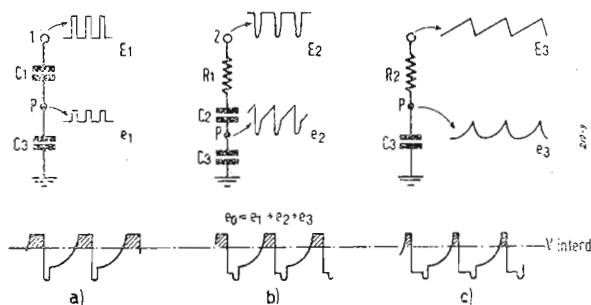



Fig. 6. - *In alto*: forme d'onda applicate alla griglia del tubo controllo V1 di fig. 5. - *In basso*: forme d'onda risultanti da $e1+e2+e3$ al variare della fase della frequenza di riga rispetto agli impulsi di sincronismo.

L'impulso di sincronismo E_1 (fig. 6) è applicato al punto 1 (fig. 5) e compare sotto la forma e_1 al punto P, essendo stato solo attenuato in ampiezza dal partitore capacitivo C_1 e C_3.

La forma d'onda indicata con E_2 viene ricavata dal sistema di deflessione orizzontale, ed appare sotto forma di un impulso negativo di alta tensione che viene applicato nel punto 2. La rete R_1 C_2 C_3 integra parzialmente ed attenua l'impulso E_2, che si ritrova sotto la forma e_2 nel punto P.

La terza forma d'onda E_3 si ricava dal condensatore di scarica C_{10} (della tensione a denti di sega di scansione), e viene applicata al circuito nel punto 3. R_2 e C_3 attenuano ed integrano E_3, in modo da formare al punto P la parabola e_3. Rispetto al dente di sega la parabola ha il vantaggio di presentare una maggiore pendenza in vicinanza del picco, e quindi un effetto più marcato nel funzionamento del circuito. La tensione e_2 da parte sua, provoca un ripido fronte d'onda discendente subito dopo il picco della parabola e_3.

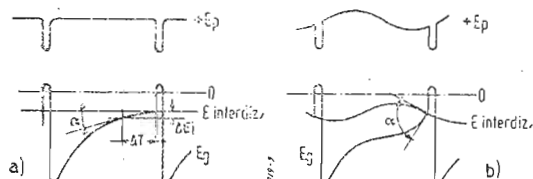



Fig. 7. - Forme d'onda delle tensioni di griglia *Eg* e di placca *Ep*: *a*) di un oscillatore bloccato normale; *b*) di un oscillatore bloccato stabilizzato col circuito di fig. 8.

La forma d'onda risultante e_0 al punto P, che è accoppiato alla griglia del tubo di controllo V_1 (fig. 5) è indicata in fig. 6 per tre differenti relazioni di fase fra oscillatore locale e segnale di sincronismo, e precisamente: (1) la curva *a*) quando l'impulso di sincronismo sta tutto a sinistra del picco, (2) la curva *b*) quando l'impulso di sincronismo è centrato rispetto al picco della parabola e (3) la curva *c*) quando gran parte dell'impulso si trova a destra del picco e quindi nella parte inferiore della curva.

Il tubo di controllo V_1 (fig. 5) è polarizzato quasi all'interdizione dalla componente continua della tensione negativa di griglia dell'oscillatore V_2 attraverso il partitore R_3 R_4. La sua corrente anodica consiste quindi di impulsi di corrente la cui durata (larghezza) è determinata dalla posizione relativa dell'impulso sincronizzante rispetto al picco della parabola. La tensione che si sviluppa ai capi di R_7, e che è proporzionale alla corrente *media* attraverso V_1, viene iniettata, dal catodo di V_1 nella griglia del tubo oscillatore bloccato V_2 attraverso R_9 e, variandone in tal modo la frequenza, mantiene costante entro stretti limiti la fase fra gli impulsi di sincronismo e la tensione a denti di sega generata dall'oscillatore bloccato - tubo di scarica.

Il circuito catodico di V_1 è una rete di integrazione con le seguenti caratteristiche: una risposta rapida (bassa costante di tempo) in quanto C_6 è relativamente piccolo, ed una risposta lenta (lunga costante di tempo) in quanto C_5, R_6 e R_7 sono relativamente grandi. C_6 integra gli impulsi di corrente e contribuisce anche ad impedire le pendolazioni di sovraregolazione, mentre la rete C_5, R_6 e R_7 mantiene il controllo per un periodo di tempo più lungo e filtra via i disturbi di maggiore durata. Il circuito di placca comprende il potenziometro R_8 che permette la regolazione fina della frequenza.

Il condensatore C_3 può essere regolabile, in modo da variare la tensione di griglia per tenere conto delle differenze di caratteristica tra tubo e tubo e mantenere così ad un livello uniforme la portata del controllo.

L'oscillatore bloccato che si usa in questo sistema è un po' diverso da quello convenzionale. Il trasformatore T_1 è un autotrasformatore sistemato in uno schermo di media frequenza, ed impiega un nucleo di ferro polverizzato che permette un certo grado di regolazione di frequenza. Tale regolazione è però limitata dalla necessità di non variare troppo l'accoppiamento, cosicchè una ulteriore estensione della regolazione è ottenuta col trimmer C_7, che è collegato in parallelo a R_7 che costituisce una parte della resistenza di scarico di griglia dell'oscillatore. La sezione V_2 del doppio triodo funziona non solo da oscillatore bloccato, ma anche da tubo di scarica. La tensione a denti di sega si sviluppa ai capi di C_{10} e viene usata per la deflessione orizzontale.

Il circuito separatore degli impulsi di sincronismo da usare con questo tipo di controllo automatico di frequenza deve fornire impulsi livellati ad una ampiezza ben determinata e costante. Per quanto definito come sistema « a larghezza d'impulso » questo tipo di controllo si potrebbe meglio chiamare « ad area variabile ». Se l'ampiezza dell'impulso sincronizzante non è mantenuta costante, l'area della porzione effettiva dell'impulso non contiene la giusta informazione, ed i risultati ottenuti sono scadenti.

* * *

Il circuito ora descritto impiega come generatore della frequenza di riga un oscillatore bloccato, e ciò a causa della facilità con cui la frequenza di questo tipo di oscillatore può essere controllata mediante una tensione continua senza dover ricorrere, come nel caso dell'oscillatore sinusoidale, ad un apposito

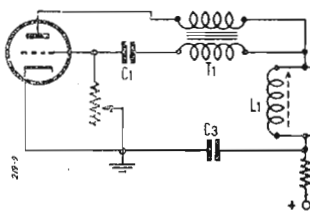



Fig. 8. - Schema di principio di oscillatore bloccato stabilizzato mediante onda sinusoidale.

tubo reattanza. L'oscillatore bloccato presenta però, per se stesso, poca stabilità di frequenza, e la ragione di ciò è da ricercarsi nell'andamento quasi asintotico con cui la curva di scarica del gruppo resistenza - capacità di griglia si avvicina alla tensione di interdizione (fig. 7a). Piccole variazioni della tensione di interdizione dovute a sbalzi della tensione di rete o piccole variazioni della pendenza della curva di scarica dovute a variazioni termiche dei valori dei componenti possono comportare notevoli slittamenti di frequenza.

Una indicazione della stabilità di frequenza è il rapporto $\Delta E_i / \Delta T$ = tg α indicato in fig. 7a. La stabilità dell'oscillatore bloccato può essere sensibilmente migliorata se si riesce ad aumentare l'angolo α. Ciò si ottiene in pratica stabilizzando il periodo di bloccaggio dell'oscillatore mediante una forma d'onda sinusoidale, ottenendo così un oscillatore bloccato molto stabile di frequenza.

Un circuito che permette di aumentare l'angolo α e che è normalmente impiegato è indicato in fig. 8. Come si vede, si tratta di un oscillatore bloccato con in più un circuito risonante parallelo L_1 C_2 inserito in serie sull'alimentazione anodica. Questo circuito L_1 C_2 è accordato su una frequenza un po' maggiore di quella propria dell'oscillatore bloccato. Quando il tubo conduce, C_3 si scarica attraverso il circuito oscillante, l'avvolgimento di placca del trasformatore ed il tubo. La corrente di scarica mette in oscillazione il circuito L_1 C_2, e la tensione sinusoidale che si manifesta ai capi di quest'ultimo viene applicata, con la stessa fase, alla griglia e alla placca dell'oscillatore. Di conseguenza le forme d'onda delle tensioni di griglia e di placca si modificano come indicato in fig. 7b, ed è facile constatare che l'angolo α aumenta notevolmente, e con esso, per quanto detto sopra, aumenta la stabilità dell'oscillatore. La giusta regolazione di fase si ottiene in pratica munendo L_1 di un nucleo di ferro polverizzato regolabile, mentre il valore ottimo dell'ampiezza della sinusoide è ottenuto smorzando il circuito L_1 C_2 con una resistenza in parallelo che porta al giusto valore il Q del circuito.

La fig. 9 mostra un circuito pratico usato dalla R.C.A. ed impiegante il sistema di controllo automatico di frequenza a durata d'impulso e la stabilizzazione dell'oscillatore bloccato con onda sinusoidale. In esso ritroviamo gli elementi della fig. 8: infatti L_1 è l'avvolgimento di placca del trasformatore, L_2 quello di griglia, mentre L_3 assieme al condensatore da 0,01 μF in parallelo costituisce il circuito oscillante generatore della sinusoide di stabilizzazione. Una resistenza da 22 kΩ smorza il cir-

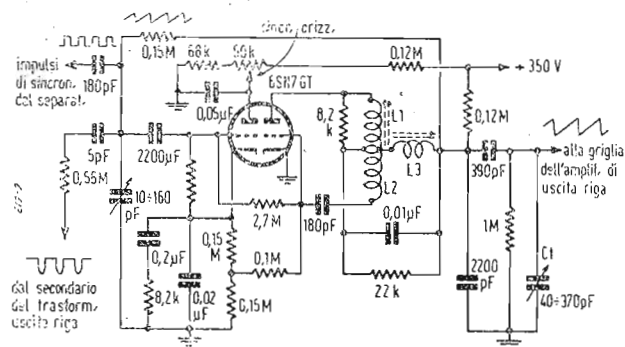



Fig. 9. - Circuito di controllo automatico della frequenza di riga, comprendente anche l'osciliatore bloccato stabilizzato ed il tubo di scarica. Fornisce una tensione a denti di sega di 60 V picco a picco, ed è stato sviluppato dalla R.C.A.

cuito oscillante suddetto, onde dare alla componente alternata la giusta ampiezza. Il trimmer C_t costituisce, assieme al condensatore da 390 pF, un partitore capacitivo che permette di regolare l'ampiezza del dente di sega applicato al successivo tubo amplificatore. Il resto del circuito corrisponde allo schema di principio già delineato in fig. 5.

CONCLUSIONE

Confrontando questi tre sistemi di controllo automatico della frequenza di riga si può senz'altro affermare che tutti e tre forniscono una sincronizzazione assolutamente migliore di quella ottenibile con l'uso di un sistema a comando diretto.

Il sistema a denti di sega (fig. 2) nella forma indicata non aggancia immediatamente il sincronismo, ma richiede un tempo apprezzabile. Comunque, a costo di qualche complicazione circuitale, questo inconveniente può essere eliminato.

Il tipo ad oscillatore sinusoidale (fig. 3) aggancia il sincronismo all'atto stesso dell'applicazione del segnale. Esso è anche, fra i tre, il più immune dai disturbi. Però richiede il maggiore numero di tubi.

Il tipo a durata d'impulso (fig. 9) è il più economico, richiedendo un solo tubo. Il sincronismo si aggancia appena applicato il segnale. L'immunità ai disturbi è altrettanto buona quanto il sistema a denti di sega e, se ben realizzato, può avvicinarsi molto a quella del sistema ad oscillatore sinusoidale.

BIBLIOGRAFIA

E. L. Clark: « Automatic Frequency Phase Control of Television Sweep Circuits »; *Proc. I.R.E.*, May 1949.

M. S. Kiver: « Modern Television Receivers »; *Radio & Tel. News*, January 1950.

J. A. Cornell: « A Single Tube A.F.C. Circuit for TV Deflection Systems »; *Radio & Tel. News*, January 1950.

« R.C.A. Application Note AN-145 »; June 15, 1950.

B. Grob: « Basic Television »; Mc Graw Hill.

D. Fink: « Television Engineering »; Mc Graw Hill.

*

La rete TV nazionale - Programma di realizzazioni della Rai

dott. ing. ALESSANDRO BANFI

Siamo lieti di presentare pei nostri lettori un quadro completo del complesso di opere che la R.A.I. si è impegnata di realizzare per portare a compimento la prima fase di esecuzione della rete nazionale di TV.

Con l'assumere la concessione esclusiva del servizio di televisione circolare in Italia la R.A.I. si era impegnata di realizzare la rete nazionale di TV che risulta dalla cartina d'Italia qui riprodotta, in due tempi successivi.

In un primo tempo da completarsi entro il 1955, erano previste le emittenti TV di Torino, Milano, M. Penice, M. Venda (Padova), Portofino (Genova), M. Serra, Firenze, Roma.

Tuttavia, ragioni pratiche, economiche ed organizzative hanno consigliato alla R.A.I. di fare ogni sforzo per realizzare entro il 1953 i seguenti impianti:

Trasmettitori: M. Penice, Genova, Roma, M. Serra, Firenze, M. Peglia oltre ai già esistenti di Torino e Milano.

Collegamenti e ponti radio: Milano - Trivero - Torino (bilaterale); Milano - M. Beigua - M. Serra - M. Peglia - Roma con derivazioni per Portofino e Firenze (bilaterale); Milano - M. Penice (unilaterale).

Tutti i trasmettitori saranno della potenpa di 5 kW-video; 3 kW-audio, ad eccezione di quello di M. Penice che oltre ad avere una potenza di 10 kW-video; 5 kW-audio, sarà provvisto di una speciale antenna ad elevato guadagno orizzontale, tale da creare nell'area servita un campo corrispondente ad una potenza irradiata di oltre 50 kW.

La rete suaccennata di collegamenti a ponti-radio, è da considerarsi di emergenza e di integrazione alla futura rete statale di cavi coassiali, ora in avanzato corso di esecuzione.

La R.A.I. ha inoltre preso la determinazione di servire con speciali piccoli trasmettitori-ripetitori, quelle località importanti (caso della città di Como, ad es.) ove per particolari condizioni orografiche esistono vaste zone d'ombra (campo insufficiente per un buon funzionamento dei televisori domestici).

Anche il trasmettitore TV di M. Venda (Padova) col relativo collegamento a

Progetto rete TV nazionale

DATI RIASSUNTIVI SERVIZIO Iª FASE

Località	Area servita kmq	Popolaz. servita	Abbonati alla radio
Torino - Eremo q. 720 mt	18.000	2.668.186	376.935
Milano-Torre del Parco q. 230 mt	compresi nell'area servita dal M. Penice		
Monte Penice q. 1420 mt . . .	32.330	7.883.868	1.004.377
Monte Venda q. 700 mt	20.904	4.897.821	405.835
Portofino q. 500 mt	1.188	938.994	137.057
Monte Serra q. 1000 mt . . .	3.406	1.775.628	169.636
Firenze-Trespiano q. 300 mt . .	1.716	611.109	96.609
Monte Peglia q. 340 mt	9.063	936.790	62.261
Roma - M. Mario q. 236 mt	2.663	2.361.934	241.551
Zone comuni a vari trasmettitori (da dedurre)	8.372	1.830.975	200.950
Totali Iª fase .	80.598	20.243.355	2.293.311

DATI RIASSUNTIVI SERVIZIO Iª e IIª FASE

Località	Area servita kmq	Popolaz. servita	Abbonati alla radio
Totali Iª fase .	80.598	20.243.355	2.293.311
Totali IIª fase .	18.781	5.526.870	374.856
Totali Iª e IIª fase	99.379	25.770.225	2.668.167

La TV nel mondo

Quanti sono già i TV in Italia? - Da un'indagine particolare da noi effettuata in questi giorni presso Ditte importatrici e produttrici, nonchè rivenditori di materiale radio (ne abbiamo interpellati oltre 150) ci risulta l'esistenza nell'area piemontese e lombarda servita dalle emittenti TV di Torino e Milano, di oltre 15.000 televisori (la metà dei quali autocostruiti).

Non è una gran cifra, ma è già un buon sintomo dell'interesse del pubblico italiano per la TV, se la si paragona ai 50.000 telespettatori francesi dopo ben cinque anni di esercizio delle emittenti di Parigi e di Lilla.

La marcia della TV è già iniziata anche in Italia.

* * *

Televisori senza valvole. — Un televisore portatile, interamente senza valvole termoioniche, è stato recentemente realizzato nei laboratori della R.C.A. Tale ricevitore che comprende 37 « transistori » in luogo dei normali tubi elettronici, possiede un volume ed un peso di circa ¼ di quello di un normale televisore di ugual dimensione di schermo. Il Dr. Engstrom Vice Presidente della R.C.A. ha dichiarato che se il perfezionamento ora in corso dei « transistori » li renderà più sicuri e costanti, un televisore verrà a costare circa la metà del prezzo attuale.

* * *

Il costo dei televisori attuali. — Il Prof. Kramer, noto esperto commerciale statunitense ed insegnante all'Università di New Mexico, ha reso noto un suo recente studio economico sui prezzi di vendita dei ricevitori TV.

In esso egli giunge alla conclusione che gli attuali prezzi di vendita sono da ritenersi già estremamente bassi in paragone a quelli dei radioricevitori normali. Basti infatti pensare che in un televisore esistono in media 20 valvole doppie il che significa 40 circuiti associati coi relativi materiali e mano d'opera. Anche trascurando la maggior criticità e complessità di tali circuiti nonchè il loro allineamento e taratura, si dovrebbe concludere che se un radioricevitore normale a 5 valvole (e quindi a 5 circuiti) viene venduto ad una media di 25.000 lire, per un televisore con ben 40 circuiti sarebbe già equo un prezzo di 200.000 lire. Se a ciò si aggiunge il costo del tubo catodico, del mobile di maggiori dimensioni e complessità costruttiva, nonchè del collaudo e messa a punto di ben differente mole che in un radioricevitore, non si può fare a meno di riconoscere che le industrie produttrici di televisori hanno fatto miracoli per raggiungere l'attuale prezzo dei televisori, coadiuvate in ciò dai commercianti rivenditori che si accontentano di un minor beneficio (leggi sconto) nei rispetti dei ricevitori radiofonici.

* * *

Televisione subacquea. — Il Governo jugoslavo ha recentemente acquistato da una nota Ditta inglese produttrice di apparati per la televisione subacquea, due equipaggiamenti completi, uno dei quali destinato alla Marina da guerra e l'altro alla Marina mercantile particolarmente adibito per l'ispezione periodica del fondo dei porti adriatici.

* * *

Radiotrasmettitori TV. — La tecnica costruttiva e d'impiego dei radiotrasmettitori televisivi si va decisamente orientando verso tipi di grande potenza: fra qualche anno quasi tutti gli attuali trasmettitori TV da 5 kW, che sino ad ora erano ritenuti quasi « standard » saranno sostituiti coi nuovi modelli da 50 kW di potenza anche sulla frequenza di 200 MHz ed oltre.

Tale tendenza è giustificata dal fatto che sarà possibile ridurre la sensibilità (e quindi la complessità) dei ricevitori riducendone il costo di un buon terzo.

Ciò significa che se in Italia, i trasmettitori TV di Milano, Torino e M. Penice avessero la potenza nominale di 50 kW (che con adatte antenne ad alto guadagno orizzontale potrebbe facilmente giungere al formidabile valore di 200 kW effettivi) i televisori potrebbero essere semplificati ad un prezzo non superiore alle 100.000 lire pur fornendo ricezioni più stabili e di miglior qualità.

* * *

La TV nella Germania occidentale, sta sviluppandosi con ritmo crescente.

Gli « studi » di Amburgo e Monaco sono stati equipaggiati con materiale inglese della PYE.

Entro il 1953 saranno in funzione regolare 5 trasmittenti TV uno dei quali da 50 kW e due da 20 kW muniti di antenne ad alto guadagno che ne triplicheranno la potenza utile effettiva.

* * *

I televisori in Francia. — Una recente inchiesta condotta dal Sindacato del Commercio radio ha permesso di accertare la tendenza del pubblico francese verso televisori con schermo di 17 pollici ed oltre. Tale tendenza è giustificata dallo « standard » francese a 819 righe che consente l'uso di grandi schermi senza accentuare troppo la rigatura. Tale fatto spiega inoltre l'inutilità o la poca convenienza di usare schermi di oltre 17 pollici di larghezza nelle stazioni aventi « standard » TV a minor numero di righe.

ponte-radio col M. Penice verrà notevolmente anticipato ed entrerà presumibilmente in funzione entro i primi mesi del 1954, rendendo così possibile il collegamento con la futura emittente TV di Trieste.

Particolare importanza agli effetti della vastità dell'area servita assumerà il trasmettitore regionale di M. Penice che funzionerà sul 1° canale TV (61-68 MHz).

Nella cartina d'Italia qui riprodotta sono rappresentate le aree di servizio dei vari trasmettitori previsti; l'area di servizio della attuale emittente di Milano è interamente compresa in quella della emittente di M. Penice.

Parallelamente agli impianti trasmittenti la R.A.I. ha in corso l'allestimento di un complesso di « studi » da ripresa, onde assicurare un servizio continuativo di diverse ore al giorno di trasmissione.

Due « studi » sono già in funzione a Milano ed uno a Torino; un altro grande studio è in stato di avanzata costruzione a Milano e tre altri « studi » saranno allestiti a Roma e messi in condizione di funzionare presumibilmente entro il corrente anno.

La R.A.I. inoltre possederà entro il 1953 ben sei gruppi di apparecchiature mobili per le riprese esterne dirette, dotati ciascuno di tre telecamere ed apparati accessori sistemati in appositi automezzi attrezzati.

Dopo aver esposto questo imponente e rassicurante quadro sullo sviluppo della TV in Italia previsto nell'anno 1953, vogliamo accennare ai riflessi, che riteniamo veramente interessanti, di tale situazione sul mercato dei televisori, e sull'assorbimento di migliaia di tecnici specializzati da parte dell'industria e del commercio radio. La TV costituirà per l'industria italiana un magnifico e proficuo cespite di lavoro e per molti giovani intelligenti e di buona volontà una ottima carriera che darà loro ogni sodisfazione.

La rete televisiva italiana della R.A.I. Le aree più chiare corrispondono ai trasmettitori della 1ª fase; quelle più scure ai trasmettitori della 2ª fase. Tutti i trasmettitori saranno intercollegati mediante la nuova rete statale di cavi coassiali. Tutti i trasmettitori hanno la potenza di 5 kW cresta, ad eccezione di quello di M. Penice (a Sud di Milano) che è di 10 kW cresta.

La deviazione magnetica

(Parte Prima)

dott. ing. Antonio Nicolich

RICHIAMI DI FISICA SPERIMENTALE

La possibilità di dirigere un raggio elettronico per mezzo di campi magnetici discende dalla possibilità di far spostare un conduttore percorso da corrente immerso in un campo magnetico. E' questo il principio del motore elettrico. I due fenomeni non sono senz'altro coincidenti, perchè nel caso previsto dall'elettrotecnica si ha un oggetto reale conduttore o insieme di conduttori, che subendo l'azione della forza ponderomotrice si pongono in movimento costituendo il rotore del motore; nel caso invece dei tubi a raggi catodici manca il conduttore concreto, ciò che subisce l'influenza del campo è il solo fascetto elettronico costituente la corrente. In altri termini il fenomeno elettronico è più evanescente, perchè non visibile, del fenomeno elettrotecnico, che rappresenta la materializzazione tangibile del primo. Si afferma ancora una volta il carattere astratto dei fenomeni interessanti la radiotecnica e si può stabilire un parallelo fra essi e quelli relativi all'elettrotecnica dicendo che

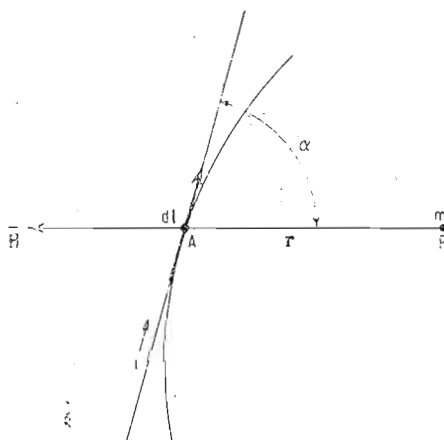



Fig. 1. — Corrente elementare idl posta in un campo magnetico **H** creato dal polo m alla distanza r.

il pennello elettronico sta al rotore di un motore come un ponte radio sta ad una linea elettrica provvista di conduttori e di palificazioni. Un'altra differenza tra i due ordini di fenomeni sta nel fatto che l'elettrotecnica considera correnti positive, mentre la tecnica elettronica ha a che fare con correnti negative; il che comporta variazioni nei segni delle grandezze in gioco. Ad onta di quanto ora osservato il principio fisico è comune all'elettronica ed all'elettronica. Conviene richiamare la legge che regge l'azione elettromagnetica, perchè prima determinata in ordine di tempo, quindi considerare le opportune varianti per passare al moto di un pennello elettronico in un tubo a raggi catodici. Si voglia dunque determinare l'azione cui viene sottoposto un conduttore l percorso dalla corrente i immerso in un campo magnetico **H**.

Siano in fig. 1: dl un elemento di corrente di intensità i in unità C.G.S. elettromagnetiche, situato alla distanza **r** = **PA** in cm da un polo magnetico m (unità magnetiche).

Ricordiamo anzitutto che se un conduttore è percorso da corrente, si circonda di linee di forza chiuse disposte in piani perpendicolari al conduttore e ruotanti intorno ad esso nel senso stabilito da:

1) *Regola di Ampère della corrente personificata.* Se un osservatore è disteso lungo il conduttore in modo che la corrente gli entri per i piedi e gli esca dalla testa, la forza magnetica dovuta alla corrente in un punto qualsiasi del campo è diretta alla sua sinistra (fig. 2a).

2) *Regola del cavatappi.* La direzione del campo **H** prodotto dalla corrente i in un punto qualsiasi è indicata dal senso in cui si deve ruotare un cavatappi a vite destrorsa affinchè la sua punta avanzi nel senso della corrente (v. fig. 2b).

3) *Regola dell'orologio.* (v. fig. 2c).

a) se la corrente è diretta verso l'osservatore (in fig. 2c' la corrente è perpendicolare al piano del foglio ed esce da questo verso l'osservatore), questi vede le rotazioni in senso antiorario.

b) Per un osservatore O che veda la corrente circolare in senso antiorario in un solenoide (v. fig. 2c") (o in una spira), le linee di forza escono dall'interno del solenoide (o della spira) e sono dirette verso di lui.

In fig. 2 le frecce apposte alle linee di forza indicano il senso in cui si sposterebbe un polo nord libero (irrealizzabile) posto sulla linea di forza.

Per conoscere la polarità del flusso generato in un nucleo magnetico da una corrente circolare valgono le seguenti regole mnemoniche:

1) Si risponde alle seguenti domande:

a) La corrente circola nel senso delle lancette dell'orlogio? No, la polarità generata è quella di un polo Nord (lettera N iniziale comune delle parole No e Nord - v. fig. 3a in cui il flusso magnetico è diretto perpendicolarmente fuori dal foglio verso il lettore; il circoletto nero indica che il campo entra dietro ed esce davanti al foglio).

b) La corrente circola in senso opposto a quello delle lancette dell'orlogio? Sì, la polarità generata è quella di un polo Sud (lettera S iniziale comune delle parole Sì e Sud - v. fig. 3b in cui il flusso magnetico è diretto perpendicolarmente entro al foglio e si allontana dal lettore; la crocetta indica che il campo entra davanti ed esce dietro al foglio).

2) Si appongano le frecce alle estremità delle lettere N (Nord) e S (Sud) come in fig. 4. Le frecce stesse indicano il senso della corrente necessaria per produrre le polarità indicate. Il flusso magnetico generato esce dal piano del disegno per la polarità Nord (v. fig. 4a), mentre entra nel foglio per la polarità Sud (v. fig. 4b).

Ritornando alla fig. 1, la 1ª legge elementare di Laplace asserisce che l'elemento dl percorso dalla corrente i produce in P un campo magnetico **H** indipendente dal mezzo di valore:

$$dH = i \frac{dl \operatorname{sen} \alpha}{r^2} \qquad [1]$$

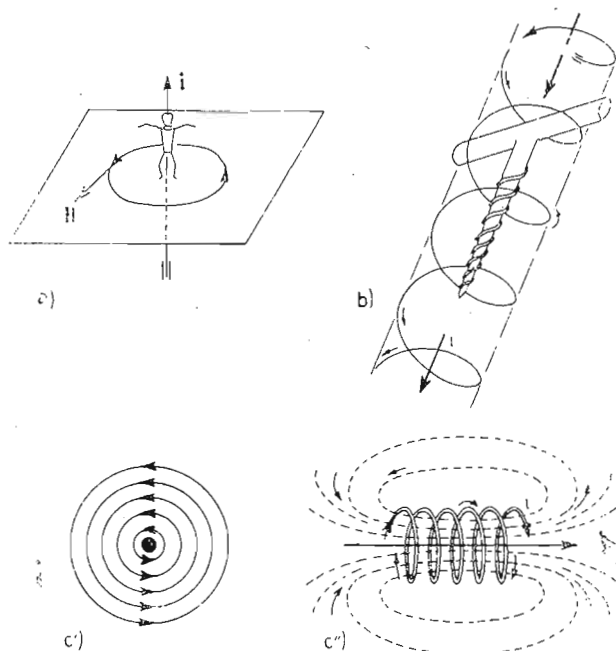



Fig. 2. - Regola per determinare il senso del campo H prodotto dalla corrente i.

a) Regola di Ampère - *b*) Regola del cavatappi - *c*) Regola dell'orologio; corrente verso l'osservatore.

(α = angolo di $\mathbf{r}$ con $d\mathbf{l}$, sempre positivo).

La [1] può essere messa sotto la forma:

$$d\mathbf{H} = i \left[\left(\frac{1}{\mathbf{r}^2}\right) \wedge d\mathbf{l} \right] \qquad [2]$$

in cui $(1/\mathbf{r}^2)$ è un vettore diretto come $\mathbf{r}$.

Sul polo m posto in P si esercita una forza $d\mathbf{F}$ vettorialmente fornita dall'espressione:

$$d\mathbf{F} = i\,m \left[\left(\frac{1}{\mathbf{r}^2}\right) \wedge d\mathbf{l} \right] \qquad [3]$$

il cui modulo vale:

$$dF = \frac{i\,m\,dl\,sen\,\alpha}{r^2} \qquad [4]$$

Circa il segno di i la misura della corrente è positiva se, fissato il senso positivo di $d\mathbf{l}$, esso coincide col senso di i; la misura della corrente è negativa se il senso prefissato positivo per $d\mathbf{l}$ è opposto a quello di i. Le formule sopra riportate valgono allora anche in segno, quando si postuli inoltre che dF e dH sono le misure di $d\mathbf{F}$ e $d\mathbf{H}$ rispettivamente sopra un asse z passante per A e perpendicolare al piano individuato da $d\mathbf{l}$ e da P; z deve costituire insieme con $\mathbf{r}$ e $d\mathbf{l}$ una terna sinistrorsa (destrogira), ossia deve essere orientato da A verso chi guarda la fig. 1, uscendo normalmente dal piano del foglio.

Se il conduttore è di lunghezza finita l anzichè infinitesima dl, il campo $\mathbf{H}$ che esso crea in P è la somma vettoriale dei campi elementari $d\mathbf{H}$ creati dai singoli elementi $d\mathbf{l}$ che lo costituiscono.

La 2ª legge elementare di Laplace asserisce che (v. fig. 1) l'elemento di corrente $d\mathbf{l}$ subisce da parte del polo m posto in P una forza $d\mathbf{F}$ perpendicolare al piano individuato da $d\mathbf{l}$ e da $\mathbf{r}$, di senso opposto a quello della forza elementare esercitata da $d\mathbf{l}$ su m e individuata dalla [3]. La nuova forza, detta ponderomotrice, ha le espressioni vettoriale e scalare:

$$d\mathbf{F} = i\,m \left[d\mathbf{l} \wedge \left(\frac{1}{\mathbf{r}^2}\right) \right] \qquad [5]$$

$$dF = \frac{i\,m\,dl\,sen\,\alpha}{r^2} \qquad [6]$$

la [5] e la [6] dicono che la forza esercitata dal polo m sulla corrente elementare $i\,d\mathbf{l}$ è uguale in valore e di senso opposto a quello della forza esercitata da $i\,d\mathbf{l}$ su m, perchè nelle espressioni [3] e [5] i vettori $(1/\mathbf{r}^2)$ e $d\mathbf{l}$ sono scambiati tra di loro ed è noto che il prodotto vettoriale non gode della proprietà commutativa, ma che

$$\mathbf{a} \wedge \mathbf{b} = -(\mathbf{b} \wedge \mathbf{a})$$

L'azione di m su $i\,d\mathbf{l}$ si spiega col fatto che m crea un campo magnetico $\mathbf{H}$, il cui modulo vale $H = m/\mu\,r^2$ in cui μ (permeabilità) è costante se il mezzo è magneticamente omogeneo.

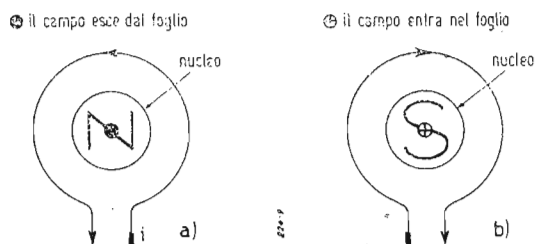



Fig. 3. - Polarità generata da una corrente circolare.
a) Corrente in senso antiorario polarità Nord - b) Corrente in senso orario polarità Sud.

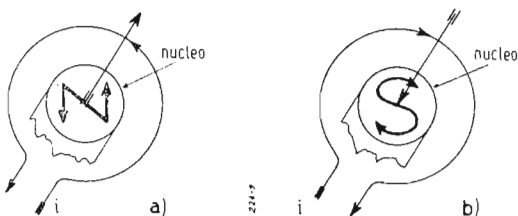



Fig. 4. - La corrente i deve circolare nel senso delle frecce apposte alle lettere N e S per generare un flusso magnetico Nord e Sud rispettivamente.
a) Corrente antioraria polarità Nord - b) Corrente oraria polarità Sud.

La [5] diviene allora:

$$d\mathbf{F} = \mu\,i\,(d\mathbf{l} \wedge \mathbf{H}) = i\,(d\mathbf{l} \wedge \mathbf{B}) \qquad [5\,bis]$$

in cui $\mathbf{B} = \mu\,\mathbf{H}$ è l'induzione magnetica.

Analogamente la [6] si trasforma nella:

$$dF = \alpha\,H\,i\,dl\,sen\,\alpha = B\,i\,dl\,sen\,\alpha \qquad [6\,bis]$$

Se il campo anzichè ad un unico polo m, è dovuto a vari poli magnetici, la forza che esso esercita su dl è la somma vettoriale

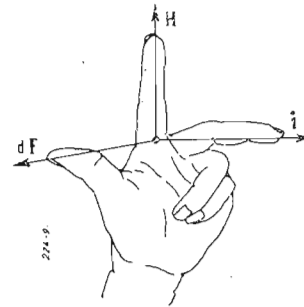



Fig. 5. - Regola della mano sinistra per correnti positive.

delle singole forze dovute a ciascun polo. Con ciò la [5 bis] assume carattere di generalità relativamente all'origine del campo.

Si noti che nell'espressione di $d\mathbf{F}$ in funzione delle masse magnetiche m, non compare la permeabilità μ del mezzo, mentre questa figura nell'espressione di $d\mathbf{F}$ in funzione di $\mathbf{H}$.

La regola di Fleming della mano sinistra serve a determinare la direzione della forza $d\mathbf{F}$; tale regola può essere così formulata: si costituisce una terna trirettangola con indice, medio e pollice della mano sinistra; l'indice rappresenta la grandezza magnetica (campo $\mathbf{H}$, induzione $\mathbf{B}$), il medio la grandezza elettrica (corrente $\mathbf{i}$), il pollice la grandezza meccanica (forza $d\mathbf{F}$) (v. fig. 5).

Per aiutare la memoria indichiamo la seguente regola mnemonica: le iniziali i m p delle tre dita indice, medio e pollice si succedono nello stesso ordine alfabetico col quale si succedono le grandezze campo, corrente e forza.

La fig. 6 chiarisce i concetti precedenti.

In fig. 6a si vede il conduttore rettilineo $\mathbf{l}$ (di cui il circoletto nero rappresenta la traccia nel piano del disegno) percorso dalla corrente i immerso nel campo magnetico $\mathbf{H}_1$ uniforme normale ad $\mathbf{l}$. La corrente i crea un proprio campo magnetico $\mathbf{H}_2$ le cui linee di forza sono cerchi col centro su $\mathbf{l}$ e giacciono in piani paralleli ad $\mathbf{H}_1$. E' chiaro che dato i sensi di $\mathbf{H}_1$ e $\mathbf{H}_2$, le linee di forza dei due campi sono cospiranti al disotto di $\mathbf{l}$, mentre sono opposte al disopra di $\mathbf{l}$. Il campo risultante non è più uniforme, ma presenta un addensamento di linee di forza inferiormente ad $\mathbf{l}$ ed una rarefazione superiormente, come mostrato in fig. 6b. Il conduttore viene spinto dalla regione ove il campo è più intenso alla regione

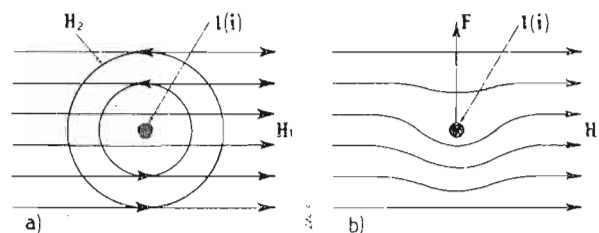



Fig. 6. - Origine della forza $\mathbf{F}$ che sposta il conduttore $\mathbf{l}$.
a) Campi componenti - b) Campo risultante e forza $\mathbf{F}$.

ove esso è più debole e quindi subisce una forza $\mathbf{F}$ diretta dal basso verso l'alto che lo fa innalzare.

L'origine della forza ponderomotrice $\mathbf{F}$ è analoga a quella subita da un corpo che si trovasse immerso in un liquido contenuto in un recipiente ad una pressione P_1 messo in comunicazione con un secondo recipiente in cui regna una pressione $P_2 < P_1$: il corpo è sollecitato dalla $\Delta P = P_1 - P_2$ a spostarsi dal primo recipiente a pressione più alta al secondo ove la pressione è minore. La direzione della $\mathbf{F}$ è tale che la forza risulta perpendicolare ad $\mathbf{l}$ e ad $\mathbf{H}$; in quanto al suo senso basta disporre le tre dita della mano sinistra così: indice orizzontale coll'estremità a destra secondo il campo $\mathbf{H}$, medio a 90° coll'indice e rivolto verso l'osservatore secondo il senso della corrente i nel conduttore $\mathbf{l}$, il pollice disposto nor-

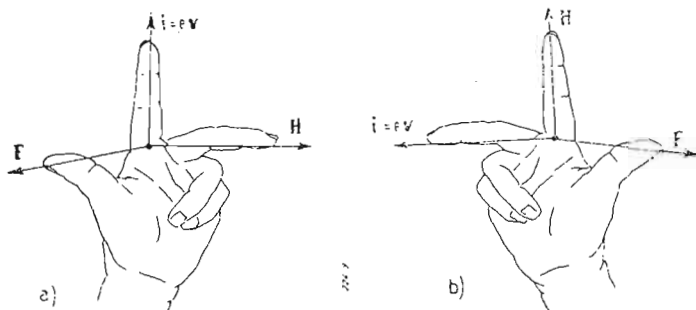



Fig. 7. - Regole per la determinazione della direzione della forza ponderomotrice **F** per una corrente elettronica **i** = *e* **v** normale ad un campo magnetico **H**.
a) Regola modificata della mano sinistra - *b*) Regola di Fleming applicata alla mano destra.

malmente al piano dell'indice e del medio risulta diretto verso l'alto e fornisce la direzione ed il senso della forza **F** come mostra la fig. 6b.

Questa regola è valida in elettrotecnica dove per convenzione si suppone di avere a che fare con correnti positive cioè costituite da un flusso di cariche elettriche positive. Siccome nel caso del moto elettronico si ha a che fare con flussi di cariche elettriche negative è necessario modificare la regola di Fleming della mano sinistra.

Precisamente la direzione del raggio elettronico rimpiazza la direzione della corrente e deve essere indicata coll'indice; il campo magnetico **H** si indica col medio; allora il pollice fornisce la direzione della forza deviatrice del raggio catodico. Rispetto alla vecchia regola di Fleming, la regola modificata della mano sinistra prevede lo scambio dell'indice col medio, ossia della corrente col campo; il pollice indica nei due casi la direzione della forza, cioè dello spostamento subito dagli elettroni in moto. Se si preferisce conservare alle tre dita le attribuzioni della regola originale di Fleming anche nell'elettronica (indice = campo; medio = corrente; pollice = forza, spostamento) basta usare la mano destra anzichè la sinistra. Si ricorda che in elettrotecnica la regola di Fleming della mano destra si impiega per rammentare il principio del generatore (*D*estra = *D*inamo) mentre la mano sinistra si impiega per rammentare il principio del motore (*M*ancina = *M*otore). Per il moto elettronico dunque la situazione è capovolta. La fig. 7 pone in evidenza quanto si è detto sul senso della deviazione subita da un raggio elettronico in moto normalmente ad un campo magnetico.

La corrente elettronica è la misura della quantità di elettricità negativa che passa nell'unità di tempo attraverso una data sezione. Poichè per l'elettrone la carica vale *e*, la quantità di elettricità suddetta è misurata da *e* **v**, se **v** è la velocità di cui sono animati gli elettroni, quindi si può scrivere per la corrente: **i** = *e* **v**; la direzione ed il senso della corrente sono quelli imposti dal vettore velocità.

Un'altra conseguenza della natura negativa della corrente elettronica è la seguente: il campo magnetico associato colla corrente ha linee di forza che sono normali all'asse del raggio e ruotano nel senso orario quando la corrente sia diretta come in fig. 8a e b, ossia in senso opposto a quello stabilito sopra per le correnti positive.

Si può ora stabilire una seconda regola della mano sinistra, relativa alla direzione del campo magnetico creato dalla corrente in funzione del senso del moto elettronico; se il pollice della mano sinistra indica la direzione della corrente, le altre quattro dita disposte ad arco si incurvano nel senso delle linee di forza del campo magnetico associato (v. fig. 9).

Analogamente la regola di Ampère, quella del cavatappi e quella dell'orologio vanno modificate secondo le moderne vedute. La corrente elettrica in un conduttore è oggi ritenuta un flusso di elettroni in moto lungo il conduttore, che rappresenta la materializzazione del raggio elettronico di fig. 8, perciò le regole nuove valide per il moto degli elettroni sono in tutto valide anche per il

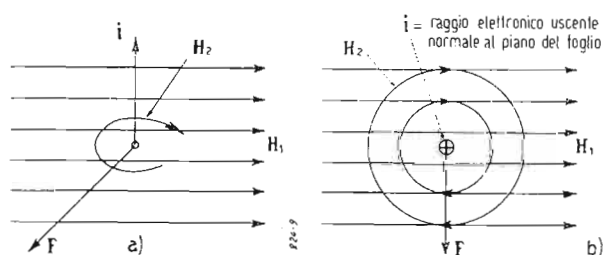



Fig. 8. - Direzione dei campi $\mathbf{H}_1$, $\mathbf{H}_2$ e della forza deviatrice **F** per un raggio elettronico normale al campo magnetico $\mathbf{H}_1$.
a) Il raggio si sposta in avanti in direzione della forza **F** - *b*) Il raggio si sposta in basso in direzione della forza **F**.

caso del conduttore materiale delle macchine elettriche. E' quanto dire che le vecchie regole possono essere dimenticate e sostituite dalle nuove per tutte le correnti elettriche con o senza supporto materiale.

La contraddizione è solo apparente e dipende dalle convenzioni sui segni delle grandezze in gioco, ma il principio fisico è sempre il medesimo e non subisce varianti nella sua essenza. In altri termini i motori ed i generatori elettrici continuano a girare negli stessi sensi anche dopo la scoperta che la corrente va dal polo negativo al polo positivo e non viceversa. La difficoltà viene del tutto eliminata quando si pensi che avendo invertito il senso della corrente, occorre modificare la convenzione sul senso di rotazione delle linee di forza del campo prodotto dalla corrente, come postula la seconda regola della mano sinistra. Così diremo che le linee di forza ruotanti in senso antiorario di fig. 6b sono generate da una corrente che entra perpendicolarmente nel piano del foglio, anzichè uscirne. Allora l'azione tra i campi esterno e associato alla corrente interagiscono come dianzi, nel senso di provocare un rinforzo del

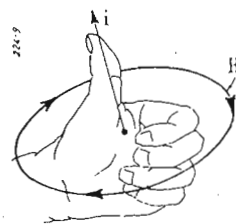



Fig. 9. - Seconda regola della mano sinistra.

campo sotto al conduttore ed un indebolimento sopra il medesimo; le linee di forza tendono ad accorciarsi e spingono il conduttore verso l'alto secondo la direzione della forza **F**, esattamente come in fig. 6b. Per completare il quadro delle variazioni delle convenzioni secondo le moderne teorie conviene nei disegni ritenere che il circoletto nero rappresenti una corrente entrante nel piano del foglio mentre la crocetta rappresenti una corrente uscente dal piano del foglio, come si è fatto in fig. 8b.

(il testo segue a pag. 28)

1953: Anno della TV Italiana

(segue da pag. 15)

della televisione in Italia sono in stretta dipendenza dalla qualità e genere dei programmi e ciò con particolare riferimento alle esigenze critiche del pubblico italiano.

Questo particolare profilo della TV italiana non è stato certamente sottovalutato dalla R.A.I. che si rende anche chiaramente conto (e sta già toccando con mano) degli ingenti costi di produzione dei programmi TV.

Indubbiamente la qualità, il genere ed il ritmo dei programmi televisivi sono collegati con numerosi fattori tecnici (telecamere, « studi », mezzi tecnici adeguati e personale addestrato), artistici (produttori, registi, attori) ed economici (costo, convenienza di una o più ripetizioni, registrazione su film). Un giusto equilibrio fra questi vari fattori non potrà evidentemente essere subito raggiunto dalla R.A.I.; però anche durante questo primo periodo di assestamento, con la comprensione indispensabile del pubblico italiano che non mancherà se la R.A.I. continuerà, come sta facendo ora, nel suo sforzo di costante e progressivo miglioramento della TV, sarà possibile una buona affermazione della televisione italiana nel corrente anno.

E ciò è ancor più necessario per le sorti della nostra industria e del nostro commercio radio, strettamente collegate alle stesse sorti della R.A.I.

Le premesse comunque ci sono e buone, e gli auguri di prammatica all'inizio di questo anno veramente singolare per chi ha sempre seguito con ansia le sorti della TV in Italia, mai sono stati così graditi ed opportuni.

Ed allora... se saranno rose... ne vedremo i bocciuoli nel 1953 ed il fiore profumato nel 1954.

A. Banfi

rassegna della stampa

Il monocomando nella supereterodina Soluzione grafica (*)

di P. C. Gardiner

Anche nei calcoli con un rigoroso procedimento matematico il progettista di un ricevitore a supereterodina è costretto a fissare delle grandezze approssimate quali C distribuita della bobina, C dispersa nel cablaggio ecc., questo porta di conseguenza ad un risultato approssimato; risultato conseguito dopo un laborioso svolgimento di lunghe operazioni. In considerazione di ciò l'A. ha trovato una felice soluzione grafica il cui risultato porta ad una buona approssimazione di progetto. Si consideri il circuito di fig. 1 dove sono riprodotti rispettivamente il circuito di accordo di AF e quello dell'oscillatore locale. Sia C_v un condensatore variabile di valore identico sia nel circuito d'antenna che in quello dell'oscillatore locale. Si voglia ricavare il valore delle capacità C_2 e C_1 in maniera da ottenere il « passo » fra i due accordi. Beninteso dopo aver ricavato questi valori si dovranno determinare le induttanze di valore adeguato ai campi di frequenza desiderati. L'intento di questo calcolo è di ricavare una equazione contenente i termini C_1, C_2, C_v, F_1 ed F_2; dove F_1 ed F_2 sono rispettivamente le frequenze corrispondenti al lato basso ed a quello alto della gamma di AF che si desidera ricevere. Molti di questi termini sono noti essendo stabiliti a priori, quali C_v, F_1 ed F_2. Il caso qui esaminato contempla le condizioni più comuni di questo problema e cioè quando C_2 è dell'ordine di grandezza di C_v ed L è a bassa C distribuita. Allontanandosi da queste condizioni l'approssimazione del risultato andrà vieppiù diminuendo.

Fig. 1. - Circuiti di accordo di AF e dell'oscillatore locale.

Fig. 2. - Grafici per il calcolo rapido di problemi relativi al monocomando nella supereterodina.

Si ponga dunque per l'accordo d'antenna:

F_1 = frequenza minima ricevuta;
F_2 = frequenza massima ricevuta;
C_v = ΔC del condensatore variabile;
C_t = capacità in parallelo all'accordo di antenna;
X = fattore per cui va moltiplicato C_v per dare il valore di allineamento a centro gamma.

Si avrà, tralasciando i passaggi analitici:

$$X = F_1/(F_1+F_2)$$

* * *

Si ponga ora per l'oscillatore:

f_1 = frequenza minima dell'oscillatore uguale a F_1+MF.
f_m = frequenza media dell'oscillatore uguale a $F_m=MF$.
f_2 = frequenza massima dell'oscillatore uguale a F_2+MF.
C_1 = capacità fissa in parallelo a C_v comprensiva della capacità del trimmer, C bobina e C dispersa nel cablaggio e nella valvola.
C_2 = capacità in serie (padding).

Si avrà:

$$A = \left[\frac{f_2^2}{f_1^2} - 1\right] = \frac{C_2 C_v}{C_1}\left[\frac{1}{C_1+C_2+C_v}\right] \qquad [1]$$

e:

$$B = \left[\frac{f_2^2}{f_m^2} - 1\right]\frac{X}{1} = \frac{C_1}{C_2 C_v}\left[\frac{1}{C_1+C_2+XC_v}\right] \qquad [2]$$

Dalle [1] e [2] si ha:

$$\frac{A}{B} = \frac{C_1 + C_2 + XC_v}{C_1 + C_2 + C_v} \qquad [3]$$

$$C_1 = C_v\left[\frac{A - XB}{B - A}\right] - C_2 \qquad [4]$$

ponendo questo nell'equazione [1] si ha:

$$\frac{C_2}{C_v} = \frac{(A - XB)}{\dfrac{(A-B)^2}{(1-X)\,AB} - (A-B)} \qquad [5]$$

Ma dall'equazione [4] si ha:

$$\frac{C_1'}{C_v} = \frac{A - XB}{B - A} - \frac{C_2}{C_v} \qquad [6]$$

L'equazione [5] è risolta graficamente e C_2 è chiamato capacità serie.

L'equazione [6] è pure risolta graficamente e C_1 è chiamato capacità parallelo.

ESEMPIO DI CALCOLO

Si ponga la gamma di frequenze da ricevere compresa fra 15 e 10 MHz e sia 3 MHz il valore della MF e 50 pF sia la capacità 10 MHz. Le incognite del problema sono allora i valori da assegnare a C_1 ed a C_2 e ad L.

Il rapporto di gamma è dato da: 15/10 = = 1,5. Il rapporto fra la MF e la F_1 è: 3/15 = 0,20.

Dal grafico più piccolo si può quindi ricavare che C_1/C_v = 0,85. Sapendo C_v uguale a 50 pF a 10 MHz, C_1 sarà uguale a 50 × 0,85 = 42,5 pF.

Dal grafico maggiore noto MF/F_1 uguale a 0,20 e noto pure il rapporto di gamma F_2/F_1 = 1,5 si leggerà sulla corrispondente ordinata il rapporto C_2/C_v uguale a 0,7 da cui risolvendo per C_2 si ha: C_2 = 50 × 0,7 = 35 pF.

Infine i condensatori C_1 e C_v in parallelo equivalgono ad un condensatore di 92,5 pF che in serie con C_2 di 35 pF dà una C equivalente totale di 26,8 pF da cui la induttanza richiesta:

$$L = \frac{25.300}{(10)^2\ 26,8} = 9,4 \text{ microH}$$

(R. Biancheri)

(*) *Electronics*, vol. XV, n. 11.

Intercom a commutazione automatica (*)

di J. P. Wentworth

Questo tipo di apparato è utilissimo perchè non richiede nessuna variazione della posizione di lavoro: neppure quella di effettuare manualmente la commutazione.

E' possibile con questa disposizione rispondere senza dover compiere alcuna operazione.

Nella sezione che in quell'istante è ricevente l'arrivo del segnale dall'altra parte provoca l'interdizione dell'amplificatrice e lo sblocco della finale.

La fig. 2 fornisce ogni dettaglio dello schema. La tabella di fig. 2 dà i valori impiegati.

In condizioni normali V_1 conduce con griglia di V_2 bloccando il flusso elettronico. Detto negativo resta convenientemente filtrato da C_2.

Un forte segnale invece che arrivi in griglia di V_2 viene rettificato dai diodi e polarizza fortemente V_1 portandola all'interdizione. In queste condizioni V_2 viene riportata alle normali condizioni di funzionamento in quanto ai capi di R_6 (con V_1 all'interdizione) non si stabilisce differenza di potenziale negativa.

Il segnale in arrivo viene perciò ricevuto ed amplificato regolarmente.

La soglia iniziale di 3 V (ai capi di R_4) stabilisce un limite che deve essere superato perchè si inizi la rettificazione. In tal modo disturbi locali o ronzii non vengono amplificati.

Fig. 1. - Disposizione schematica delle due sezioni amplificatrici emittente e ricevente.

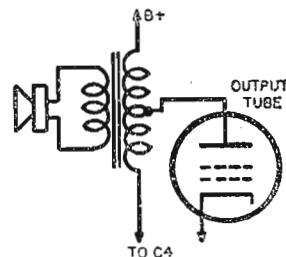



Fig. 3. - T = trasformatore per amplificatori in push-pull. Questa disposizione permette di raddoppiare la sensibilità.

La disposizione schematica è indicata dalla fig. 1. A chiunque verrà fatto di pensare subito che un apparato così costruito entri subito in oscillazione.

L'osservazione sarebbe più che giusta. Ad evitare appunto questo inconveniente l'autore ha introdotto un dispositivo per cui in condizioni di riposo la valvola finale è interdetta e solo la preamplificatrice può funzionare.

3 V di negativo di griglia tra catodo e placca, tramite il divisore di tensione R_4 - R_5. Dato che l'alimentazione di V_1 fornita dal diodo 50Y7 può variare in valore detto negativo verrà fissato regolando R_4 (con un potenziometro semifisso da 500 Ω) fino ad ottenere ai capi 3 V.

Con questa disposizione di polarità ai capi di R_6 si localizza una certa tensione negativa che tramite R_2 ed R_1 perviene alla

Perchè il segnale in arrivo cominci ad essere amplificato si richiedono 1 o 2 decimi di secondo (per la scarica di C_2 tramite R_2).

Dello stesso ordine di grandezza è la costante di tempo in uscita (scarica di C_1 tramite R_1 ed R_7).

Eventualmente si può raggiungere il doppio della normale sensibilità con la disposizione di fig. 3. Si viene ad impiegare un normale trasformatore di uscita per push-pull ma è possibile costruire appositamente un vero e proprio trasformatore microfonico di uscita.

Il gruppo R_{11}-C_{10} serve ad isolare dallo chassis la rete. Conviene però in ogni caso a detta dell'autore isolare lo chassis dai comandi.

Questi ultimi d'altronde si riducono solo all'interruzione di alternata e comando di volume (R_1). Dato che non è prevista regolazione sulla griglia di V_1 è stata introdotta una piccola resistenza R_9 di limitazione.

Una disposizione con filamenti in continua od accensione praticamente istantanea sarebbe a nostro parere conveniente per quanto l'interdizione della finale a riposo limiti al minimo il consumo dei tubi. *(ing. F. Simonini)*

Fig. 2.

$R1$ = 1 Mohm; $R2$ $R7$ $R8$ = 1 Mohm, ¼ W; $R3$ = 150 ohm, 1 W; $R4$ = 300÷500 ohm, variabile; $R5$ = 15.000 ohm, 1 W; $R6$ = 22.000 ohm, 2 W; $R9$ = 100.000 ohm, ½ W; $R10$ = 1.000 ohm, 1 W; $R11$ = 22.000 ohm, ½ W; $C1$ $C2$ $C5$ = 0,05 microF, 200 V; $C3$ = 30 microF, 25 V, elett.; $C4$ = 0,01 microF, 400 V; $C6$ $C8$ = 20 microF, 150 V, elett.; $C7$ $C9$ = 8 microF, 250 V, elett.; $C10$ = 0,1 microF, 400 V; $CH1$ = 8 H, 60 mA, filtro; $T1$ = trasf. di uscita; $V1$ = 12R7; $V2$ = 50L6; $V3$ = 50Y7.

(*) *Radio & Television News*, XLVIII, n. 3, pag. 68.

La TV in Inghilterra. — Alla fine del mese di ottobre 1952 gli abbonati alla televisione inglese erano 1.732.882 con un incremento mensile (ottobre) di 77.436 nuovi abbonati.

Anche l'industria ed il commercio TV inglesi sono in netto incremento. Sempre nel mese di ottobre sono stati venduti oltre 100.000 televisori, contro i 75.000 televisori venduti in settembre.

Si ritiene da una sommaria indagine e stima preventiva, che il numero dei televisori venduti negli ultimi due mesi dell'anno 1952 superi la cifra di 300.000 unità.

Una piccola e completa stazione da 30 W (*)

di Stan Johnson, W0LBV

Il « field-day » americano, competizione in cui vengono a cimentarsi i dilettanti americani con stazioni portatili, fissa al massimo ai 30 W la potenza di antenna da trasmettere.

Una 6L6 con 400 V di placca può fornire da sola questa potenza. Su questo dato di fatto si è basato l'autore per costruire il trasmettitore (vedi fig. 1).

V a mezzo vibratore da una batteria di accumulatori a 6 V per il solo trasmettitore.

Facciamo presente che il rivelatore a reazione si comporta d'altra parte come un buon oscillatore di nota.

Lo schema e la tabella relativa forniscono ogni particolare. *W0LBV* assicura di aver conseguito ottimi risultati con questo

Fig. 1

*R*1 = 10 kohm, 1 W; *R*2 = 200 ohm, 5 W, filo; *R*3 = 20 kohm, 10 W, filo; *R*4 = 50 kohm, ½ W; *R*5 = 1 Mohm, ½ W; *C*1 *C*15 = 100 pF, mica; *C*2 *C*3 *C*5 = 0,01 microF, 600 V, carta; *C*4 *C*7 = 150 pF, variab.; *C*6 *C*8 *C*10 *C*12 *C*17 = 100 pF, variab.; *C*9 *C*16 ≐ 0,003 microF, mica; *C*11 = 50 pF, variab.; *C*14 = 250 pF, mica argentata; *C*18 = 0,003 pF, 3000 V, mica; *RFC*1 *RFC*2 *RFC*4 = 2,5 mH, 10 mA; *RFC*3 = 2,5 mH, *C*6 *C*7 = 10 microF, 450 V; *T*1 = trasformatore, secondario 57.000 ohm, primario 200 ohm; tatore, 2 vie, 2 posiz., ceramica.

Specie per le piccole potenze conviene il funzionamento a xtallo.

Così pure la necessità di usufruire di qualsiasi tipo di antenna impone l'accordo con filtro a pi greco.

Molto più interessante si presenta la realizzazione del ricevitore che fa uso di due soli tubi. Una 6K8 provvede alla conversione ed una 6SN7 alla rivelazione ed alla amplificazione di bassa.

Alla presenza di un solo circuito di media frequenza si rimedia con un comando di reazione che permette di ottenere la selettività e l'amplificazione desiderata. Si deve tener conto d'altra parte che la parte convertitrice può fornire per conto suo un abbondante coefficiente di amplificazione di 50.

Il circuito di media frequenza può raggiungere con facilità un'amplificazione di 100 data la presenza della reazione.

La bassa frequenza così come concepita con un trasformatore intervalvolare rapporto 1:3 può fornire un guadagno di 50 circa con una buona cuffia.

Ne consegue un'amplificazione complessiva di circa 25-30.000. Se si pensa che in cuffia sono sufficienti 0,3-0.5 V per una buona comprensione ne consegue che sono necessari solo 30-40 μV per una discreta ricezione. Un'antenna ben disposta ne potrà fornire anche di più per un trasmettitore di discreta potenza fino a 200-300 km di distanza. Tutto questo con sole 2 valvole.

Certo un ricevitore di questo genere richiede alimentazione a parte con batterie per ottenere purezza di segnale.

L'autore infatti si è orientato su di una soluzione di questo genere che riserva 400 ricetrasmettitore così compatto da essere contenuto in uno chassis 18×25 cm circa.

Per la banda degli 80 m e quella dei 40 m si fa uso in tutto di 5 bobine da infilare su zoccoli fissati allo chassis.

La frequenza di media è di circa 1600 kHz e permette una buona selettività di immagine.

Il comando più importante è quello di sintonia dell'oscillatore (principale + verniero). Quello di sintonia aereo una volta effettuata la sintonia permette di coprire tutta la banda di ricezione relativa alla banda considerata.

Anche il comando di reazione va solo ritoccato di tanto in tanto.

Il commutatore ceramico, che viene fissato sul fronte del pannello provvede alla commutazione di antenna e della anodica del ricevitore.

Per quanto riguarda il trasmettitore l'autore fa notare tra l'altro che la disposizione dello schema permette un alto rendimento da parte del xtallo. Afferma inoltre che conviene usare due tipi differenti di bobine per RFC_1 e RFC_3 allo scopo di evitare oscillazioni parassite.

TABELLA PER LE BOBINE

Trasmettitore: L_1

banda 80 m, 32 sp. filo 0,6 smalto;
banda 40 m, 16 sp. filo 0,6 smalto;
su diametro 4 cm, spire affiancate.

Ricevitore:

Bobina A: $L_2 \cdot L_5$ = 9 spire;
$L_3 \cdot L_4$ = 35 spire.
Bobina B: $L_2 \cdot L_5$ = 8 spire;
$L_3 \cdot L_4$ = 18 spire.
Bobina C: $L_2 \cdot L_5$ = 7 spire;
$L_3 \cdot L_4$ = 9 spire.

Tutti gli avvolgimenti con filo da 0,4 smalto su diametro circa 4 cm spire affiancate.

Per gli 80 m: bobina A per il miscelatore
bobina B per l'oscillatore
Per i 40 m: bobina B per il miscelatore
bobina C per l'oscillatore

Media frequenza:

L_7 = 46 spire; L_8 = 22 spire;
su diam. 2,25 cm cartone bachelizzato;
filo smalto 0,3 mm spire affiancate.

(*ing. F. Simonini*)

(*) Radio - Television - News, XLIV, n. 2, pag. 62.

Invertitore di fase di tipo semplificato (*)

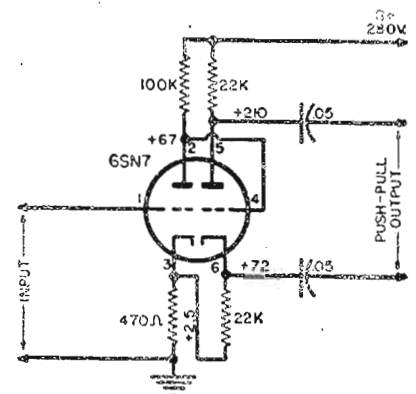
di William Creviston

Per ottenere una inversione di fase perfetta quale è quella che attualmente si richiede per gli amplificatori ad alta linearità e forte controreazione (tipo Williamson) occorre molto spesso dividere il carico anodico in due parti, una sull'anodo ed una sul catodo.

In questo modo l'inversione di fase si mantiene quasi perfetta fino ai 30-40 kHz.

L'amplificazione però non supera l'unità per ogni griglia pilotata.

Lo schema che è indicato nella figura allegata ha il pregio di eliminare il con-

densatore di accoppiamento sulla griglia del triodo.

L'amplificazione, stando all'autore, è di 7 per ogni lato dell'invertitore. La massima uscita per ogni griglia da pilotare potrà raggiungere i 30 V punta.

L'amplificazione cade di 1 dB a 50 kHz sul lato collegato alla placca e di 1 dB a 150 kHz dal lato catodo misurando con un generatore a bassa impedenza di uscita collegato alla griglia.

La differenza di fase tra le due uscite diviene percettibile all'oscilloscopio solo a 10 kHz ma raggiunge solo i 5 gradi ai 30 kHz.

(*ing. F. Simonini*)

(*) *Radio & Television News*, XLVIII, n. 3, pag. 144.

NUOVA CULLA

Il 14 dicembre 1952 la casa dell'amico Belotti è stata allietata dalla nascita della piccola Claudia. Le migliori felicitazioni di tutta la famiglia de « l'antenna ».

Nuovo tipo di intercom di alta qualità (*)

di John B. Ledbetter

Gli apparecchi di questo tipo sono molto utili in tutti quei casi ove occorra dare ordini o ricevere notizie con la massima rapidità da località disseminate sul posto di lavoro (fabbrica od ufficio) senza che la persona interessata debba minimamente interrompere il proprio lavoro.

riposo, l'ingresso dell'amplificatore viene cortocircuitato e resta collegato l'altoparlante.

In posizione di « talk » cioè conversazione, l'altoparlante viene staccato ed il secondario del trasformatore di uscita commutato su di una resistenza equivalente a quella della bobina mobile (R_9). Il microfono non più cortocircuitato può così alimentare il preamplificatore.

(ing. F. Simonini)

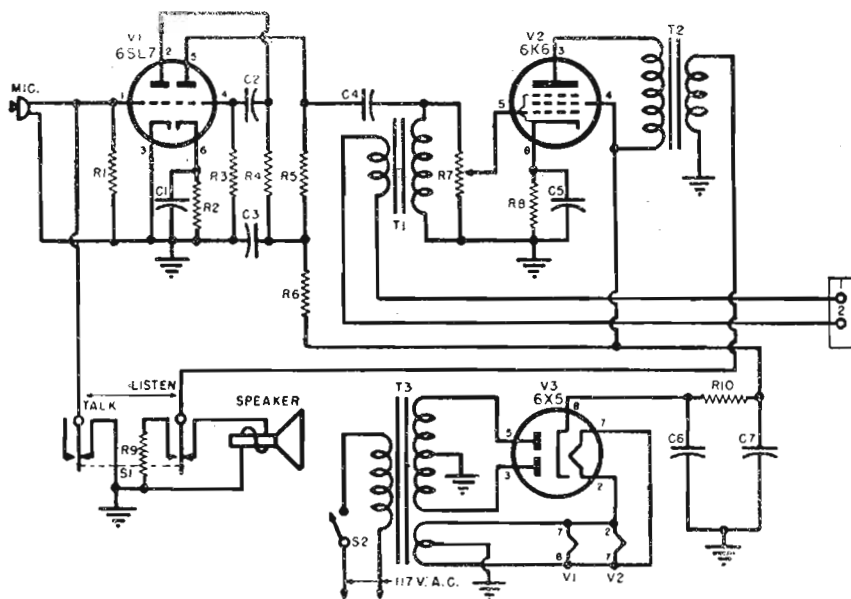



Fig. 1

$R1$ $R3$ = 1 Mohm, 1 W; $R2$ $R6$ = 2.200 ohm, 1 W; $R4$ $R5$ = 470.000 ohm, 1 W; $R7$ = 500.000 ohm, pot.; $R8$ = 470.000 ohm, 1 W; $R9$ = 4 ohm, 1 W; $R10$ = 600 ohm, 2 W; $C1$ $C5$ = 10 microF, 25 V; $C2$ $C4$ = 0,01 microF, 600 V; $C3$ = 8 microF, 450 V; $C6$ $C7$ = 10 microF, 450 V; $T1$ = trasformatore, secondario 57.000 ohm, primario 200 ohm; $T2$ = trasformatore di uscita.

Molto spesso per ridurre al minimo il consumo dei tubi essi vengono costruiti con tubi con alimentazione di filamento in c.c.

In tal modo l'apparato può essere pronto in meno di un secondo.

* * *

Gli americani invce di solito preferiscono alimentare tutto in corrente alternata ed ammettere un certo consumo nei tubi dell'apparato. L'economia viene sacrificata alla prontezza ed alla efficienza. Come in questo tipo di *intercom* che prevede un doppio triodo adibito esclusivamente alla preamplificazione di un microfono a parte.

In tal modo da qualsiasi distanza si parli è possibile avere una buona comprensibilità ed una perfetta riproduzione.

Tra l'altro diviene possibile con questo apparato una conversazione non tra due soli corispondenti ma addirittura tra più persone contemporaneamente. Lo schema è quello di fig. 1.

* * *

I componenti sono tutti reperibili con facilità all'infuori del trasformatore T_1 che nella maggior parte dei casi dovrà venir avvolto a parte e con la massima cura.

I valori sono dati in fig. 1 nella tabella. Nella posizione di ricezione vale a dire a

(*) *Radio & Television News*, XLIV, n. 2, pag. 34.

La deviazione magnetica

(segue da pag. 24)

Se l'elettrone (o comunque una particella carica di elettricità positiva o negativa) si muove parallelamente alla direzione del campo magnetico esterno, non si può generare alcuna forza ponderomotrice, quindi vien meno qualsiasi deviazione, perchè le linee di forza del campo esterno e del campo proprio del raggio risultano perpendicolari tra loro e non possono interagire. E' quindi necessario per deviare il raggio che l'elettrone si muova normalmente al campo esterno, o che il suo moto ammetta almeno una componente nella direzione di detto campo esterno; si può infine in quest'ultimo caso considerare come efficace per la deviazione elettronica, la componente del campo perpendicolare alla direzione del moto. In tal modo si sarà in presenza di due campi paralleli (il parallelismo si riferisce alle linee di forza complanari) che hanno la possibilità di interagire. *(continua)*

« **l'antenna** » si unisce al cordoglio dei Familiari per la perdita, avvenuta il 12 dicembre 1952, dell'

Ing. GIUSEPPE PONTREMOLI

valoroso giornalista, pioniere e Vice Presidente della Fiera Campionaria di Milano.

piccoli annunci

notiziario industriale

Filo smaltato saldabile direttamente

La Ditta s.r.l. Carlo Erba di Milano, ci ha inviato una monografia che illustra un nuovo tipo di filo di rame smaltato saldabile, di produzione Svizzera. Il problema è veramente interessante, e consente agli interessati, oltre che un risparmio di tempo sensibile in modo speciale per la saldatura di fili capillari, una perfetta riuscita della saldatura, la eliminazione di scarti dovuti il più delle volte alla ossidazione delle parti male saldate, e la soluzione (mai risolta) della saldatura dei fili Litz.

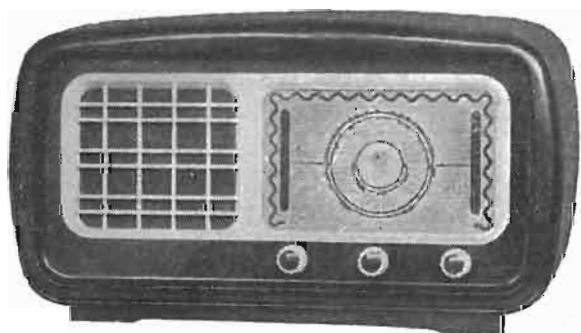
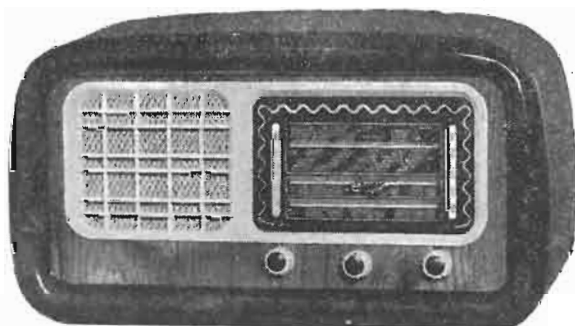
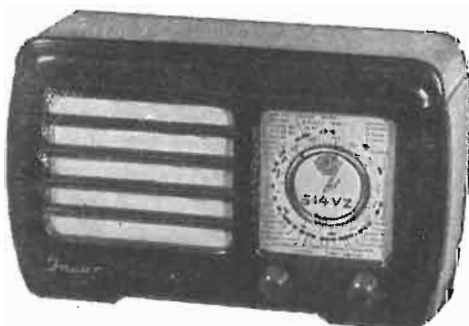
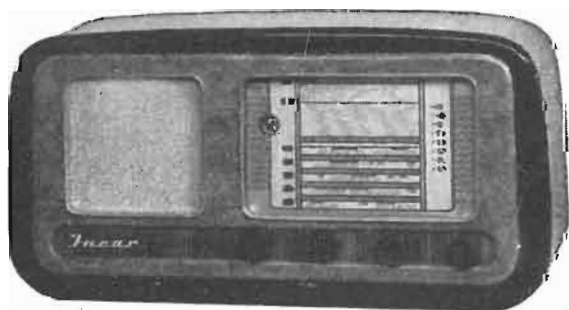
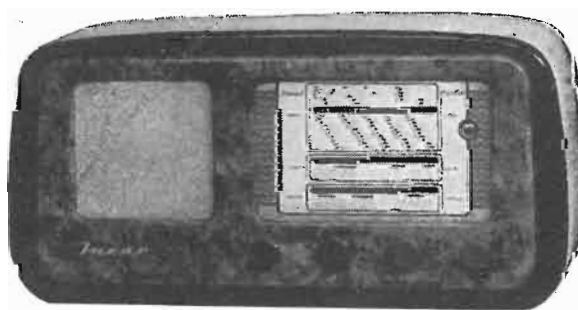
Il nuovo smalto ha la prerogativa di eliminarsi sotto forma di gas a contatto del saldatore o dello stagno allo stato di fusione. Le caratteristiche del nuovo smalto sono pari a quelle di tutti i buoni smalti oleoresinosi, tanto per quanto riguarda la igroscopicità quanto le caratteristiche dielettriche, meccaniche e la resistenza ai solventi. L'uso di tali fili è quindi consigliabile a molte nostre industrie specialmente nel campo radiofonico, telefonico, apparecchi di misura elettrica, ecc.

E' anche da notarsi che le istruzioni per il suo uso sono veramente semplici, e qualsiasi buon operaio o operaia dopo una brevissima istruzione sarà capace di eseguire un perfetto lavoro, eliminando scarti, ma più che altro con un rendimento molto maggiore che usando i soliti fili smaltati.

INCAR

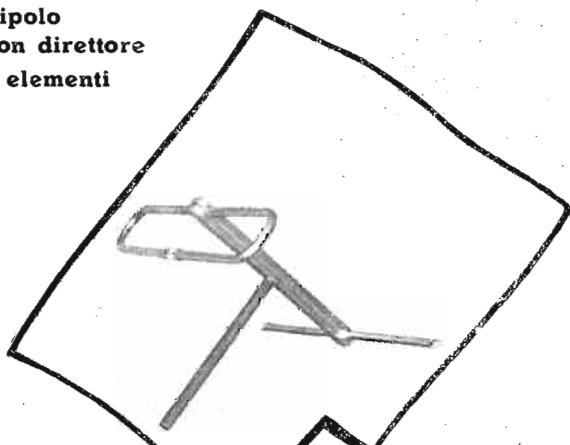
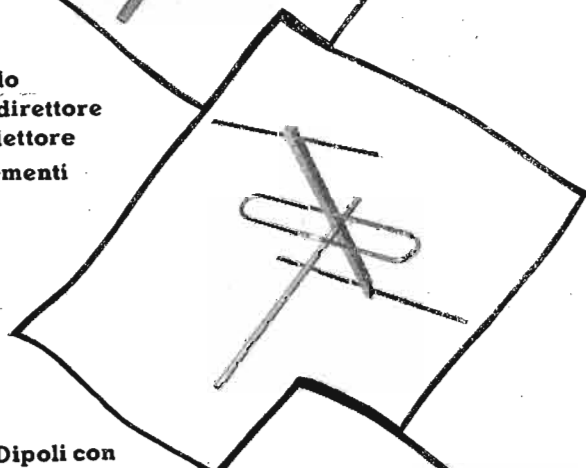
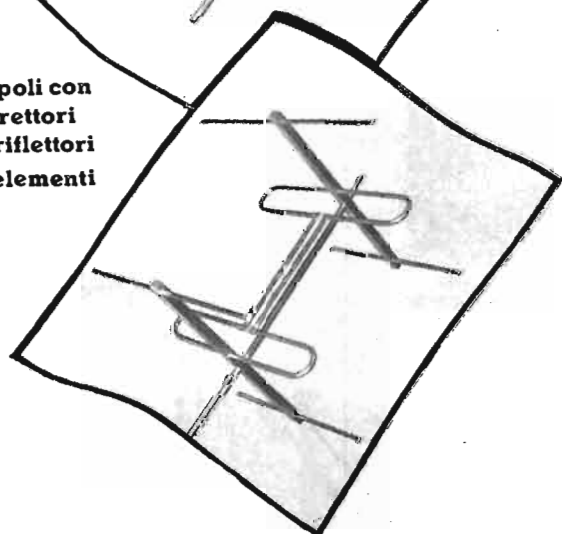
INDUSTRIA NAZIONALE COSTRUZIONE APPARECCHI RADIO

Produzione **1952**

VZ 515 - 5 valvole + occhio magico
3 campi d'onda - Dim. cm. 28x37x69

VZ 516
5 valvole
3 campi d'onda
Dim. cm. 29x21x54

VZ 518
5 valvole
3 campi d'onda
Dim. cm. 30x22x56

VZ. 514 - 5 valvole
onde medie - Dim. cm. 10x15x25

VZ 510 - 5 valvole + occhio magico
6 campi d'onda - Dim. cm. 69x34x25

VZ 519 - 5 valvole + occhio magico
3 campi d'onda - Dim. cm. 69x34x25

INCAR RADIO DIREZIONE E STABILIMENTO **VERCELLI** Piazza Cairoli 1 - Tel. 23.47

antenne per TV

Dipolo con direttore 2 elementi

Dipolo con direttore e riflettore 3 elementi

Due Dipoli con due direttori e due riflettori 3 + 3 elementi

Ogni antenna viene fornita con adattatore per l'impedenza desiderata

A richiesta inviamo listino con le migliori quotazioni

STOCK RADIO

FORNITURE ALL'INGROSSO E AL MINUTO PER RADIOCOSTRUTTORI

Via P. Castaldi, 18 ● **MILANO** ● Telefono 27.98.31

RADIO

F.lli D'ANDREA

COSTRUZIONE MATERIALE RADIO

MILANO - Via Vanvitelli, 44 - Tel. 270816

●

Presentiamo alla nostra Spett/ Clientela, una scatola di montaggio mod. 521 cinque valvole sarie E. Rimlock (CEH 42 - EF 41 - EBC 41 - EL 41 - AZ 41) trasformatore d'alimentazione, altoparlante IREL. Dimens.: cm. 30x17x12

●

Oltre alla produzione dei soliti tipi di scale, fabbrichiamo anche i telai standardizzati e tipi speciali dietro ordinazione

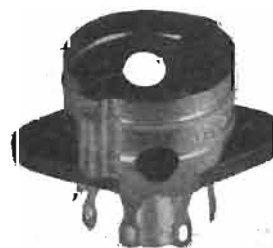
---

Inviando **L. 150** *in francobolli alla Ditta*

VIA S. ANTONIO 13 - MILANO

riceverete il **catalogo illustrato n. 64** *ed il* **Bollettino n. 85**

---

di G. GAMBA

PRIMARIA FABBRICA EUROPEA

DI SUPPORTI PER VALVOLE RADIOFONICHE

ESPORTAZIONE IN TUTTA EUROPA ED IN U.S.A. - FORNITORE DELLA "PHILIPS"

Sede: **MILANO** - VIA G. DEZZA, 47 - TELEF. 44.330 - 48.77.27

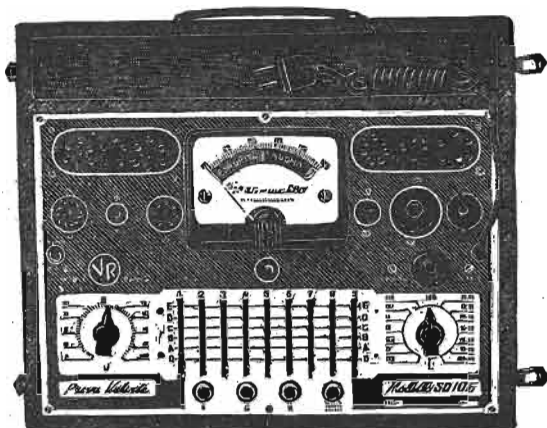
Stabilimenti: **MILANO** - VIA G. DEZZA, 47 - **BREMBILLA** (Bergamo)

DUCATI
DUCATI
RR 2352
SERIE ANIE
Supereterodina 5 valvole
Rimlock - 2 gamme d'onda
L. 29.000
due modelli
della nuova
produzione
radio
DUCATI
1952-53
RR 2251
Supereterodina 5 valvole
miniat. - 2 gamme d'onda
Alim. su reti a c.c. o c.a.
L. 27.700

I PANGAMMA $\frac{AM}{FM}$

IMCARADIO - Alessandria

Tre modelli (un midget - due radiofoni) sono in produzione e in vendita

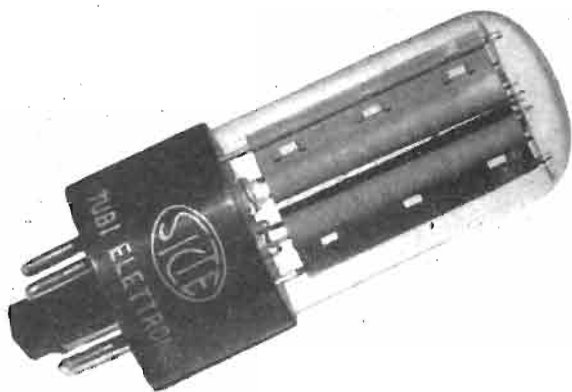
Il Pangamma Mod. IF 121 Midget (Foto Porta)

S. O. 106

Nuovo
provavalvole Universale
DINA - METER

"Vorax Radio" Milano

VIALE PIAVE, 14 - TEL. 79.35.05

TUBI ELETTRONICI

Ai Sigg. Radiocostruttori
Commercianti
Radiotecnici

La "S.I.C.T.E." è una nuova industria sorta per la produzione di valvole radio riceventi e speciali.

"S.I.C.T.E." diventerà sinonimo di qualità in quanto:

- *la produzione è molto accurata e affidata a tecnici di provata esperienza;*
- *innovazioni tecniche, alcune evidenti, sono introdotte nelle valvole in produzione allo scopo di migliorarne le caratteristiche e aumentarne contemporaneamente la durata;*
- *i materiali impiegati sono scelti tra i migliori offerti dal mercato nazionale ed estero, senza considerazioni di economia, subiscono rigorose prove di collaudo e permettono altresì un migliore impiego delle valvole stesse.*

La gamma dei tipi che la S.I.C.T.E. fornisce attualmente è limitata: essa però è in corso di graduale sviluppo.

Vi saremo grati se vorrete provare le valvole "S.I.C.T.E." e gradiremo Vostre osservazioni.

Distinti saluti.

S.I.C.T.E.
Tubi Elettronici

PAVIA
VIA BRAMBILLA 1ª

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO - Tip. TIPEZ V.le Cermenate 56
CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - CORSO SEMPIONE, 6 - MILANO

VIA MEZZOFANTI 14 - MILANO - TELEFONO 58.53.28